MINISTERUL ÎNVĂȚĂMÂNTULUI ȘI CULTURII

184

C. LAZU și E. TRUFIN

ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

II

BUCUREȘTI
1958

MINISTERUL ÎNVĂȚĂMÂNTULUI ȘI CULTURII

C. LAZU și E. TRUFIN

ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

II

BUCUREȘTI
1958

Scanned with OKEN Scanner

Prezentul manual de Electrotehnică generală *de C. Lazu și E. Trufin este destinat studenților facultăților de specialitate neelectrotehnică din învățământul superior. Lucrarea se compune din trei volume: volumul I, care cuprinde teoria generală a electrotehnicii și teoria aparatelor de măsură și a metodelor de măsurare; volumul II, care cuprinde teoria funcționării mașinilor electrice și diverse aplicații ale electrotehnicii și volumul III, care cuprinde teoria acționărilor electrice.*

Vol. I și II au fost elaborate de C. Lazu, vol. III de E. Trufin.

Lucrarea a fost aprobată de Ministerul Învățământului și Culturii ca manual unic.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL I

MAŞINILE DE CURENT CONTINUU

A. GENERALITĂŢI ASUPRA MAŞINII DE CURENT CONTINUU

1-1. Consideraţii generale

Maşina de curent continuu a fost primul generator industrial de energie electrică bazat pe principiul inducţiei electromagnetice şi a rămas, pînă către anul 1880, cît a durat folosirea aproape exclusivă a curentului continuu, singurul tip răspîndit de asemenea generator.

Prin apariţia şi dezvoltarea curentului alternativ, în special a sistemului de distribuţie trifazat, domeniul de utilizare a curentului continuu se restrînge treptat. Totuşi, şi în prezent există anumite domenii industriale în care maşina de curent continuu îşi menţine încă dominaţia. Menţionăm, între altele: *tracţiunea electrică* (tramvaie, metrouri, troleibuse, căi ferate etc.), *industria electrochimică* (generatoare speciale pentru instalaţii de electroliză şi galvanostegie), *metalurgia* (motoare pentru acţionarea mecanismelor şi grupuri generatoare-motoare pentru acţionarea laminoarelor), anumite aplicaţii în *industria extractivă* etc.

1-2. Funcţionarea maşinii de curent continuu

După cum vom arăta în cele ce urmează, maşina de curent continuu reprezintă, în esenţă, o maşină de curent alternativ înzestrată cu un organ special, *colectorul*, care redresează f.e.m. alternativă produsă în f.e.m., respectiv tensiune continuă.

Într-adevăr, se ştie din studiul curentului alternativ (vol. I, par. 8-2) că atunci cînd o spiră se învîrteşte în jurul unui ax aşezat perpendicular pe direcţia unui cîmp magnetic (vol. I, fig. 8-2), spira este străbătută de un flux variabil, deci în ea se induce o f.e.m. alternativă sinusoidală. Valoarea instantanee a acestei f.e.m. este dată de relaţia

$$e = \omega \Phi \sin \omega t = E_m \sin \omega t \quad , \qquad (1\text{-}1)$$

în care ω este viteza unghiulară de rotaţie a spirei în jurul axului său;

Φ — valoarea maximă a fluxului îmbrăţişat de spiră;

E_m — amplitudinea f.e.m. indusă în spiră ($E_m = \omega \Phi$).

Dacă capetele spirei sînt legate la două inele fixate izolat pe axul de rotaţie al acesteia şi dacă pe inele freacă două perii legate la un circuit exterior, în acel circuit, alimentat de f.e.m. alternativă indusă în spiră,

ia naștere un curent alternativ. Avem astfel o *mașină de curent alternativ*, redusă la forma ei cea mai simplă.

Să presupunem acum că spira se găsește pe un cilindru de fier (fig. 1-1). Prin prezența sa între cei doi poli ai electromagnetului care crează cîmpul, cilindrul de fier are rolul să micșoreze reluctanța circuitului magnetic, deci să mărească fluxul Φ și, prin urmare, conform relației (1-1), să mărească pe E_m. Spira, împreună cu cilindrul de fier pe care îl înconjoară diametral și de care este izolată electric, formează *indusul* (fiind partea în care apare f.e.m. indusă) sau *rotorul* mașinii (fiind partea care se rotește).

Porțiunile *AB* și *CD* ale spirei, singurele care taie linii de forță, se numesc *conductoarele active* ale spirei. Electromagnetul *N-S*, care produce fluxul inductor fix, se numește *inductorul* sau, deoarece în timpul funcționării mașinii stă pe loc, *statorul* mașinii. Curentul continuu care alimentează bobinele electromagnetului inductor poartă numele de *curent de excitație*.

Indușii reali ai mașinilor electrice sînt prevăzuți cu un număr mare de spire, care constituie *înfășurarea* sau *bobinajul indus* al mașinii (vezi par. 1-4). Pentru a ușura înțelegerea principiului de funcționare, am presupus, deocamdată, că indusul are numai o singură spiră.

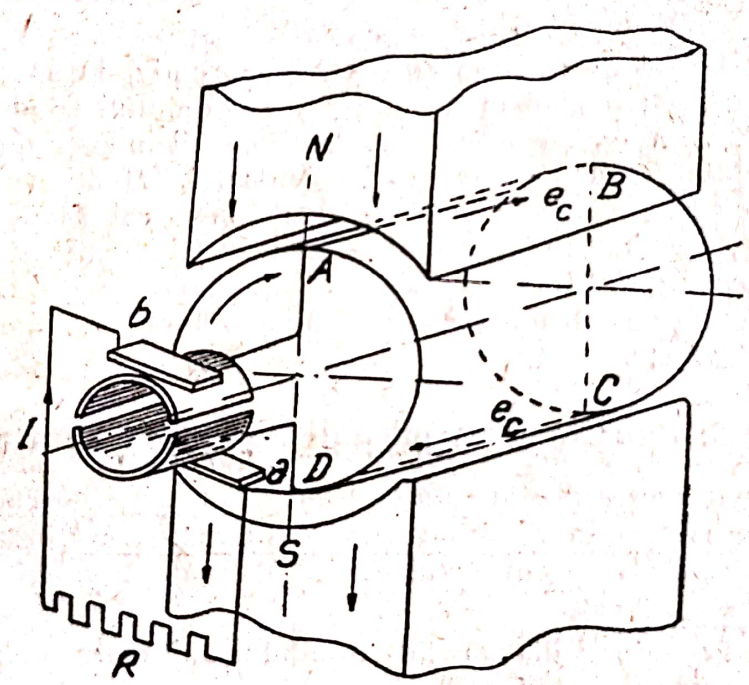


Fig. 1-1. Forma cea mai simplă a unei mașini de c.c. cu colector

Să mai presupunem că cele două capete ale spirei sînt legate la două segmente inelare de cupru fixate pe axul rotorului și izolate atît între ele cît și față de ax. Cele două segmente constituie cea mai simplă formă de *colector*. Segmentele de cupru ale unui colector se numesc *lamele*. Pe lamelele colectorului freacă *periile* mașinii (notate în fig. 1-1 cu *a-b*), fixe în spațiu, la care se leagă circuitul exterior. Periile sînt așezate astfel încît ele să treacă de pe o lamelă pe alta în momentul în care f.e.m. indusă în spiră trece prin zero, adică atunci cînd planul spirei este perpendicular pe axa polilor.

Să explicăm acum procesul redresării prin colector a curentului alternativ din spiră. Pentru aceasta, să reluăm examinarea, pe altă cale, a producerii f.e.m. în spiră.

Pe suprafaţa indusului, cîmpul magnetic al inductorului are valoarea maximă în dreptul *axei polilor* (axa *N-S*); pe măsură ce ne îndepărtăm de această axă, cîmpul în întrefier scade după o curbă oarecare şi devine zero cînd ajungem în axa perpendiculară pe direcţia *N-S* a axei polilor (fig. 1-2). Această axă se numeşte *axa neutră geometrică* a maşinii.

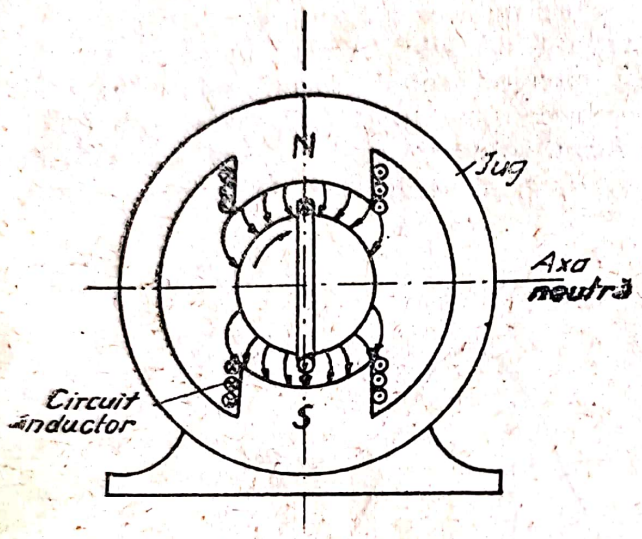


Fig. 1-2. Secţiune transversală prin modelul simplificat al unei maşini de c. c.

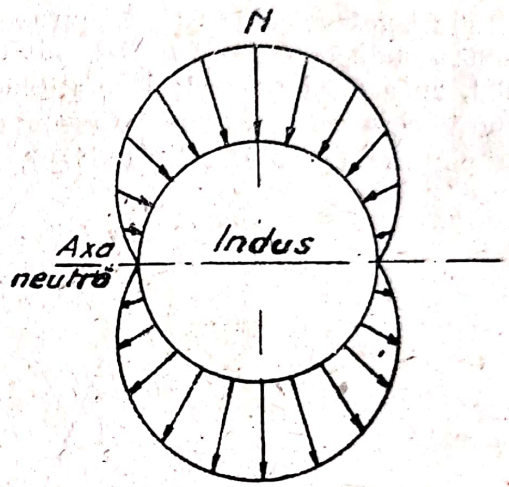


Fig. 1-3. Distribuţia sinusoidală a cîmpului inductor pe periferia indusului

Axa neutră geometrică este perpendiculară pe axa polilor numai la maşinile bipolare. La maşinile cu mai multe perechi de poli, ea este bisectoarea unghiului format de axele a doi poli consecutivi.

Pentru simplificare, vom presupune că variaţia cîmpului în întrefier se face după o curbă sinusoidală (fig. 1-3). F.e.m. indusă în fiecare din cele două conductoare active care se deplasează în întrefier este, conform relaţiei (7-2) din vol. I,

$$e_c = B \cdot l \cdot v \qquad (1\text{-}2)$$

în care v este viteza de deplasare (presupusă constantă) a conductorului faţă de cîmpul magnetic, viteză perpendiculară pe direcţia acestuia din urmă;

l — lungimea părţii active a conductorului faţă de cîmpul magnetic;

B — inducţia în întrefier.

În cazul de faţă cîmpul în întrefier fiind variabil, vom nota cu B_x valoarea inducţiei în locul în care se găseşte conductorul la un moment dat. Deci, expresia (1-2) ia forma

$$e_c = B_x \cdot l \cdot v \qquad (1\text{-}2\,a)$$

Deoarece v şi l sînt mărimi constante, se poate scrie

$$e_c = k\,B_x \qquad (1\text{-}2\,b)$$

Prin urmare, f.e.m. indusă în conductor variază sinusoidal, la fel ca și B_x. Direcția ei este dată de *regula mîinii drepte: dacă se așază mîna dreaptă în cîmpul magnetic astfel încît liniile de forță ale cîmpului să fie îndreptate spre palmă, iar direcția degetului cel mare, desfăcut la 90°, să indice sensul mișcării, celelalte degete strînse ne vor indica sensul f.e.m. induse în conductor.*

Aplicînd această regulă conductorului *AB*, se constată că atunci cînd trece prin dreptul polului *N* se induce în el o f.e.m. dirijată de la *A* către *B*, iar cînd trece prin dreptul polului *S*, f.e.m. indusă este dirijată în sens invers, de la *B* către *A*. Deci, în conductor se induce o f.e.m. care își schimbă sensul de două ori pentru fiecare rotație a indusului. Același lucru se petrece și cu conductorul *CD* al spirei. În circuitul spirei, f.e.m. induse în cele două conductoare active *AB*, situat sub polul nord, și *CD*, situat sub polul sud, au același sens, deci cele două f.e.m. se adună și dau f.e.m. *e* indusă în spiră, care variază după sinusoida *a*, *b*, *c*, *d*, *e* din fig. 1-4. Se confirmă, și pe această cale, relația (1-1).

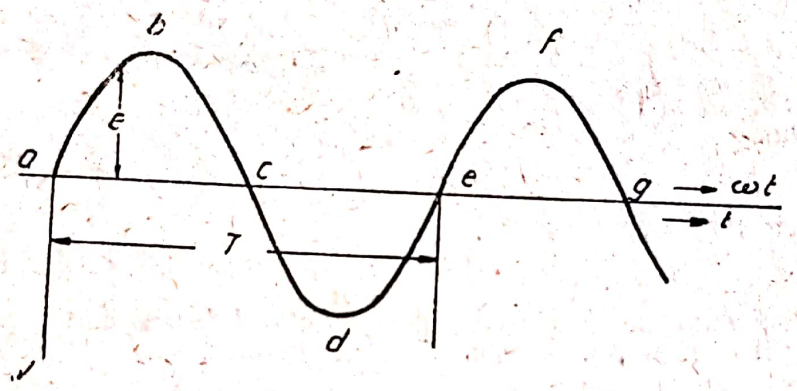


Fig. 1-4. Curba după care variază f.e.m. indusă în spiră

Timpul *T* după care f.e.m. *e* își reia valorile anterioare se numește *perioada* f.e.m. induse. *Frecvența* acestei f.e.m., care reprezintă numărul de perioade pe secundă, este dată, în cazul general al unei mașini cu 2 *poli*, de relația

$$f = \frac{1}{T} = \frac{pn}{60}, \qquad (1\text{-}3)$$

în care *n* reprezintă viteza mașinii în rotații pe minut.

Să observăm că în timpul învîrtirii rotorului una din perii se află în contact permanent, prin intermediul unei lamele, cu conductorul care se găsește în dreptul polului *N* și cealaltă perie, prin intermediul celeilalte lamele, cu conductorul care se găsește în dreptul polului *S*. În consecință, f.e.m. dintre perii își păstrează mereu același sens, în cazul figurii de la peria *a* pozitivă către peria *b* negativă. Urmează că variația tensiunii între periile *a-b* în cursul unei rotații complete a spirei în jurul axei sale se va face după curba *a*, *b*, *c*, *d'*, *e*, *f*, *g* etc. (fig. 1-5). Colectorul redresează deci ramura *c d e* a sinusoidei f.e.m. din spiră aducînd-o în poziția *c d' e*. F.e.m. dintre perii și curentul produs sînt acum niște *mărimi pulsatorii*.

În cazul examinat al colectorului cu două lamele, tensiunea produsă la bornele periilor variază ca mărime de la $e = 0$ la $e = +E_m$, adică pulsația

are o amplitudine pronunţată. După cum arătăm mai jos, la maşinile industriale cu înfăşurări avînd un număr mare de spire ale circuitului indus şi

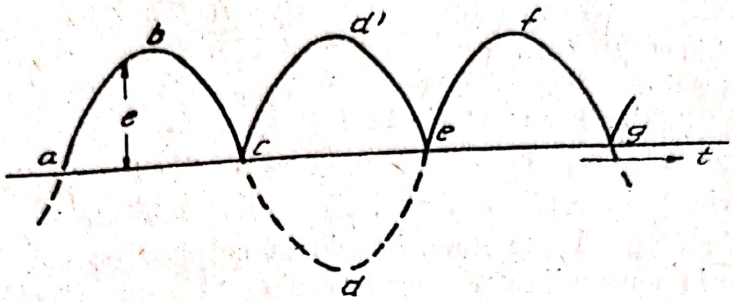


Fig. 1-5. Curba după care variază f.e.m. dintre periile maşinii cu două lamele la colector

şi cu un număr mare de lamele la colector, amplitudinea pulsaţiilor f.e.m. devine neglijabilă.

În fig. 1-6 *a* este reprezentată o maşină bipolară al cărei rotor este format dintr-un inel de fier pe care este bobinată o înfăşurare redusă, pentru claritate, la 4 spire. Construcţia aceasta a rotorului se numeşte *indus în inel* şi a fost prima formă constructivă a indusului maşinii de curent continuu cu colector. În prezent nu se mai construiesc maşini cu indusul în inel ci numai maşini cu indusul de formă cilindrică, care poartă denumirea de

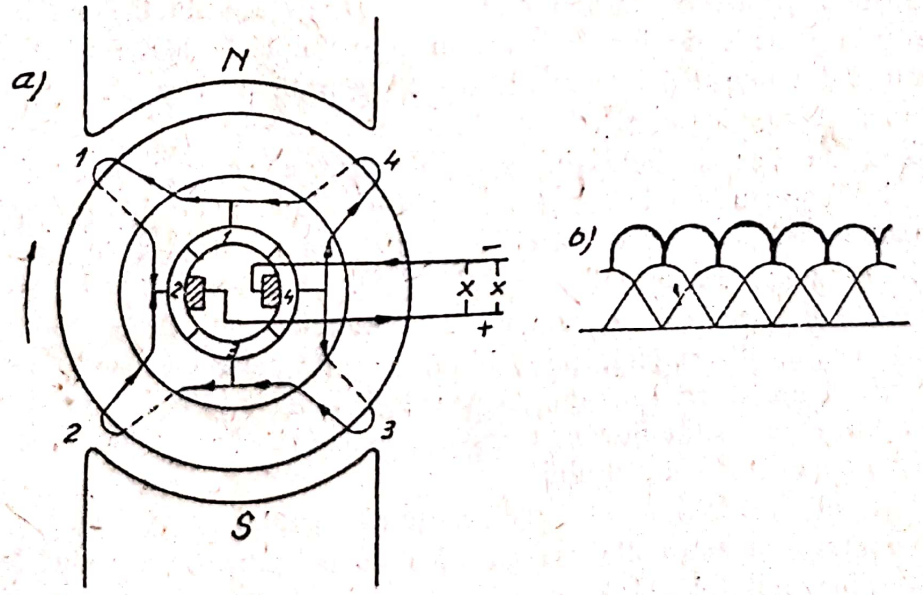


Fig. 1-6. Redresarea f.e.m. şi a curentului într-o maşină de c.c. cu indusul în inel şi 4 lamele la colector

indus în tobă. Totuşi, pentru o mai uşoară înţelegere, unele fenomene care apar în funcţionarea maşinii de curent continuu se studiază pe indusul în inel.

Cele 4 spire de pe indusul din fig. 1-6 *a* fiind situate la distanţe egale una de alta fac între ele cîte un unghi de 90°, deci f.e.m. alternativă indusă

în fiecare spiră va fi decalată cu 1/4 de perioadă față de f.e.m. din spirele vecine. Rezultă că jumătățile de undă redresate ale f.e.m. din aceste spire vor fi deplasate fiecare, față de vecinele sale, cu 1/4 dintr-o perioadă (fig. 1-6 *b*). F.e.m. *colectată* între perii este egală, în fiecare moment, cu suma f.e.m. induse în spirele legate în serie cuprinse între perii, în cazul poziției ocupată de rotor în fig. 1-6 *a* în spirele *1* și *4*, respectiv *2* și *3*. Prin urmare, f.e.m. rezultantă, care este în același timp și f.e.m. a mașinii, reprezentată în fig. 1-6 *b* prin linia îngroșată, variază în limite destul de mici.

În cazul de față, cu cîte două lamele la colector pe pol (deci în total 4 lamele), variația tensiunii este de 17% din valoarea sa medie. Dacă am avea 10 lamele la colector de fiecare pol (bineînțeles în cazul unei înfășurări cu un număr ridicat de spire), variația tensiunii la perii s-ar reduce la 0,6%, iar la 20 lamele pe pol, la 0,15% din valoarea sa medie. Deci la un număr mai mare de lamele se poate considera că tensiunea la perii este practic invariabilă, prin urmare că se obține o *tensiune de curent continuu*.

1-3. Detalii constructive asupra mașinii de curent continuu

Miezul indusului mașinii de curent continuu se execută în forma unui cilindru de fier, fixat direct sau prin intermediul unui butuc pe arborele mașinii. Pentru a se reduce cît mai mult pierderile prin curenți Foucault (vezi vol I, paragraf, 7-6), acest miez se execută din tole de oțel cu conținut de siliciu *(oțel electrotehnic* sau *oțel dinamo)*, groase de 0,5 mm și izolate între ele prin vopsea de lac izolant sau prin foiță de hîrtie foarte subțire lipită pe una din fețe. Răcirea miezului este ușurată prin canale longitudinale și radiale practicate în miez.

Miezul de fier al indusului este prevăzut cu *crestături* longitudinale, în care sînt așezate conductoarele înfășurării induse (vezi paragraf. 1-4). Înfășurarea indusă se execută din sîrmă de cupru izolată sau, în cazul curenților importanți, din bare de cupru izolate. În ambele cazuri, înfășurarea este compusă din *secțiuni* formate dintr-un număr redus de spire. Secțiunile se confecționează, de regulă, pe șablon, se înfășoară cu bandă de pînză, se impregnează cu lacuri izolante, se usucă și apoi se introduc în crestăturile indusului. Capetele secțiunilor consecutive se leagă electric, două cîte două, la aceeași lamelă a colectorului.

La mașinile mici nu se utilizează secțiuni complet prefabricate, ci înfășurarea se execută cu secțiunile așa cum ies de pe șablon, care sînt introduse în crestăturile rotorului spiră cu spiră.

Pe axul mașinii, lîngă miezul de fier al indusului, se află colectorul. Lamelele colectorului sînt executate din cupru tras la rece și sînt izolate atît între ele cît și față de corpul colectorului. Acesta din urmă constă din două manșoane cilindrice (fig. 1-7) între care lamelele sînt prinse prin partea lor inferioară tăiată în „coadă de rîndunică". La capătul lor dinspre indus lamelele sînt prevăzute cu o creastă dispusă cu o tăietură în care se introduc și se sudează capetele secțiunilor înfășurării.

Scanned with OKEN Scanner

Indusul (miezul de fier și înfășurarea indusă) împreună cu colectorul și arborele formează *rotorul* mașinii de curent continuu.

Statorul mașinii este format dintr-un cilindru de fontă sau de oțel turnat sau sudat, care formează carcasa mașinii, în interiorul căreia sînt

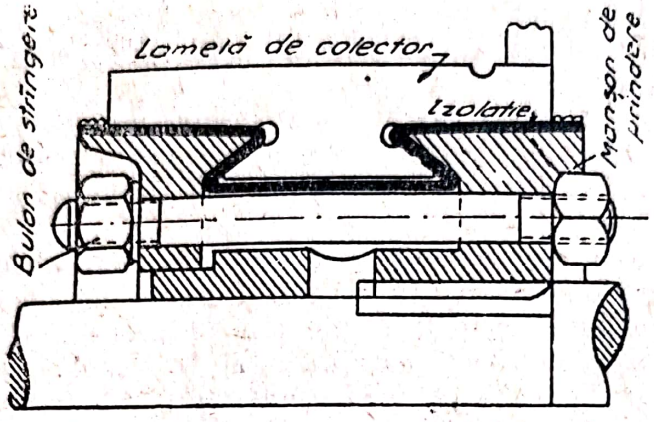


Fig. 1-7. Secțiune longitudinală prin colectorul mașinii de c.c.

fixați, prin buloane, *polii inductori*. Porțiunea carcasei prin care se închide fluxul mașinii se numește *jug*.

Polii inductori sînt constituiți din *miezul polar*, *piesa polară* și *bobina inductoare* (element al înfășurării de excitație). Miezul polar este executat din oțel turnat sau laminat; piesa polară este făcută, de regulă, din tole de oțel de 0,5-1 mm grosime, pentru reducerea pierderilor prin curenți Fou-

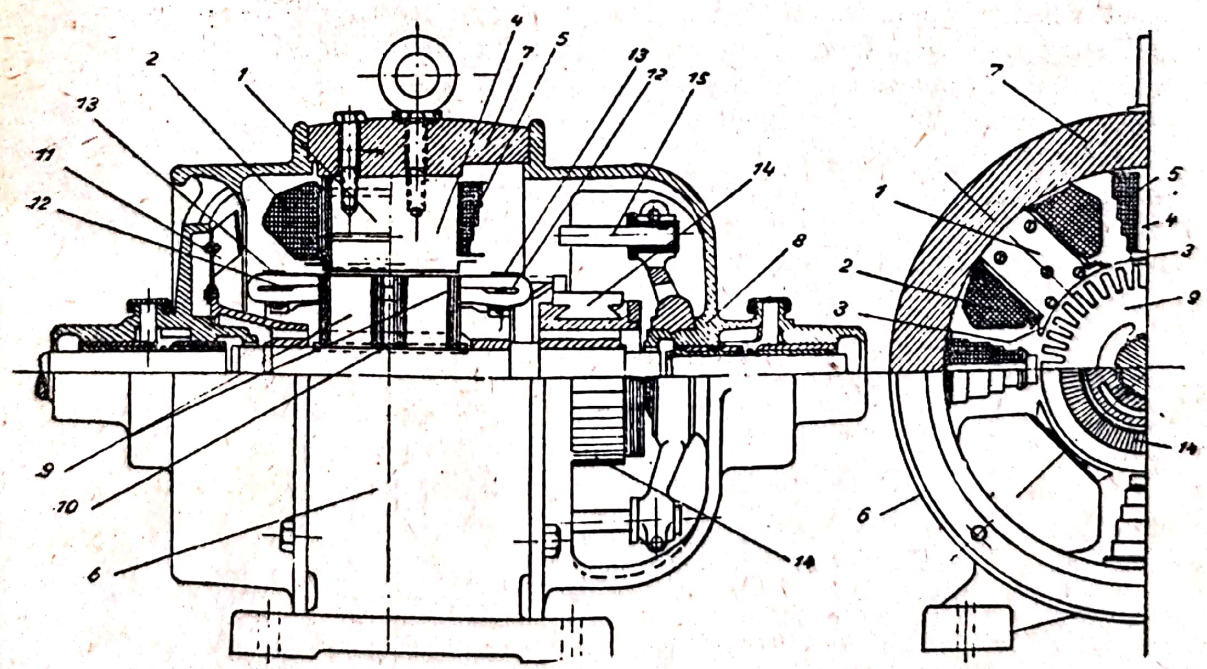


Fig. 1-8. Secțiunea longitudinală și transversală a mașinii de c.c.

cault. Alteori, din motive constructive sau cînd fluxul în miezul polar are și o componentă variabilă, atît miezul polar cît și piesa polară sînt executate din tole.

Piesa polară (sau talpa polului) este porțiunea mai lată cu care se termină miezul polar spre indus; prin forma ce i se dă, ea servește la susținerea bobinei polului și la o repartizare convenabilă a inducției în întrefier, pe periferia indusului.

Bobinele polilor inductori sînt formate din spire de sîrmă sau benzi de cupru izolate, înfășurate pe un mosor din material izolant care se fixează pe miezul polar. Bobinele polilor, care în ansamblul lor formează înfășurarea de excitație a mașinii, sînt legate în serie.

De o parte și de alta a carcasei sînt prinse, prin buloane, niște capace numite *scuturi,* prevăzute de regulă cu deschideri pentru ventilație. La mașinile mici și mijlocii, scuturile susțin lagărele mașinii și, în acest caz, ele poartă numele de *scuturi portpaliere.*

În fig. 1-8 este reprezentată secțiunea longitudinală și transversală a unei mașini de curent continuu. În figură, *1* reprezintă miezul polului principal, *2*- bobina polului principal, *3*- piesa polară, *4*- miezul polului auxiliar, *5*- bobina polului auxiliar, *6*- carcasa, *7*- jugul, *8*- scutul portpalier, *9*- miezul indusului, *10*- canal de ventilație, *11*- ventilatorul, *12*- înfășurarea indusului, *13*- bandaj, *14*- colectorul și *15*- portperia.

1-4. Înfășurările mașinilor de curent continuu

Se numește *înfășurare indusă* (uneori bobinaj indus) ansamblul conductoarelor așezate pe indusul unei mașini electrice și în care ia naștere, prin inducție, f.e.m. a mașinii.

F.e.m. induse în conductoarele din zona unui pol au același sens, legat de sensul de rotație al mașinii, și dacă trecem în zona polului următor, sensul acestor f.e.m. se schimbă. Prin urmare, pentru ca f.e.m. induse în conductoare să se adune, trebuie să legăm un conductor din fața unui pol de o anumită polaritate cu un conductor din fața altui pol de polaritate opusă. Pe de altă parte, pentru ca f.e.m. totală indusă în spira formată de cele două conductoare să fie cît mai mare, conductoarele legate în serie trebuie să ocupe, pe cît se poate, aceeași poziție în cîmpul magnetic, adică distanța dintre ele să fie cît mai aproape de pasul polar al mașinii (distanța dintre axele a doi poli consecutivi), care se notează cu τ

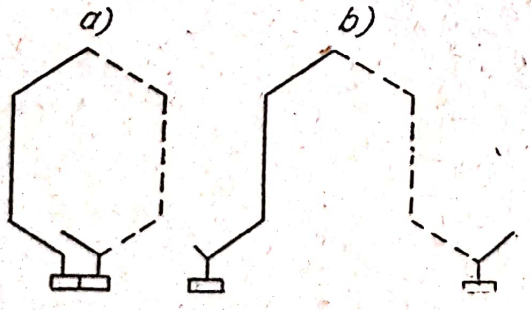


Fig. 1-9. Secțiuni cu cîte 1 spiră : *a)* de înfășurare buclată, *b)* de înfășurare ondulată

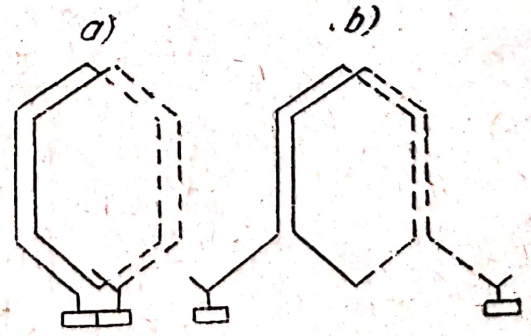


Fig. 1-10. Secțiuni cu cîte 2 spire: *a)* de înfășurare buclată, *b)* de înfășurare ondulată

Se numește *secțiune* a înfășurării ansamblul conductoarelor legate în serie cuprins între două legături succesive (din punct de vedere electric) la lamelele colectorului. O secțiune poate fi formată dintr-o singură spiră

(fig. 1-9) sau din mai multe spire (fig. 1-10). Numărul total de secţiuni ale unei înfăşurări îl notăm cu S.

Dacă notăm cu K numărul total de lamele la colector, rezultă că

$$K = S \cdot$$

Se numeşte *mănunchi indus* ansamblul conductoarelor active care formează una din laturile secţiunii. O secţiune are deci două mănunchiuri.

Înfăşurările se împart în înfăşurări *într-un singur strat* pe crestătură şi înfăşurări *în două straturi* pe crestătură. În construcţia modernă de maşini de curent continuu se utilizează, aproape exclusiv, înfăşurările în două straturi (fig. 1-11).

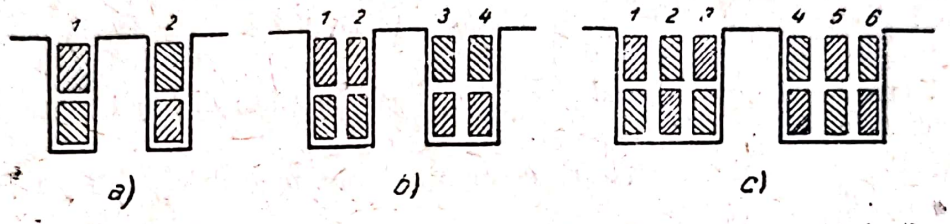


Fig. 1-11. Crestături ale indusului constînd din: *a)* una, *b)* două şi *c)* trei crestături elementare

Studiul înfăşurărilor de curent continuu se face pe număr de mănunchiuri, care se notează cu M. Conform definiţiei,

$$M = 2S \cdot$$

Se numeşte *pas* al înfăşurării intervalul care există între două mănunchiuri induse, legate între ele. Pentru a parcurge o secţiune trebuie să facem un pas în spatele indusului şi un pas în faţa indusului, prin faţa indusului înţelegîndu-se, convenţional, partea dinspre colector a acestuia. Se convine să se dea pasului semnul pozitiv cînd ne deplasăm pe periferia indusului în sensul orar, şi negativ, invers.

Pasul din spate, pe care îl notăm cu y_1, leagă între ele cele două mănunchiuri ale secţiunii. Este *pasul geometric* al secţiunii şi dă lăţimea acesteia, deci a şablonului pe care se execută secţiunea. În cele ce urmează, acest pas va fi denumit, pe scurt, *pasul secţiunii*.

Pasul din faţă (dinspre colector), pe care îl notăm cu y_2, leagă sfîrşitul unei secţiuni cu începutul secţiunii următoare. El se numeşte *pasul de legătură* al înfăşurării.

Paşii y_1 şi y_2 se mai numesc şi *paşi elementari*.

Suma *algebrică* a celor doi paşi elementari, pe care o notăm cu y, reprezintă intervalul dintre începuturile a două secţiuni consecutive şi poartă numele de *pas rezultant* sau *pas al înfăşurării*.

Deci

$$y = y_1 + y_2 \cdot \qquad (1\text{-}4)$$

În fig. 1-12 şi 1-13 sînt reprezentaţi paşii elementari şi paşii rezultanţi.

Paşii înfăşurării se măsoară în număr de *crestături elementare*. Prin crestătură elementară înţelegem crestătura cu două mănunchiuri induse, situate unul sub altul (fig. 1-11 *a*), fiecare mănunchi aparţinînd unei alte secţiuni.

Indusul unei mașini de c. c. poate fi prevăzut cu crestături elementare, sau cu crestături care conțin mai multe perechi de mănunchiuri induse. Aceste

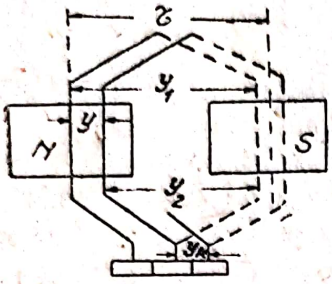


Fig. 1-12. Pașii unei înfășurări buclate

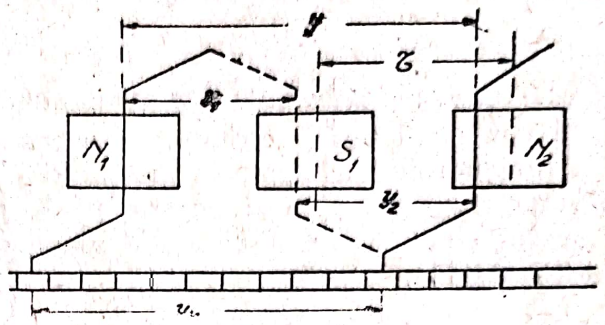


Fig. 1-13. Pașii unei înfășurări ondulate

din urmă crestături pot fi considerate ca fiind compuse din mai multe crestături elementare (fig. 1-16 *b* și *c*).

Numărul total de crestături elementare ale mașinii se notează cu Z_e. Conform definiției,

$$Z_e = \frac{M}{2} = S = K \quad .$$

Prin urmare, pasul elementar y_1 reprezintă numărul de crestături elementare pe care le întîlnim pe indus cînd legăm mănunchiul de început cu cel de sfîrșit al unei secțiuni, inclusiv crestătura elementară în care se găsește mănunchiul de sfîrșit al acesteia. Al doilea pas y_2 reprezintă numărul de crestături elementare pe care le întîlnim între mănunchiul de sfîrșit al unei secțiuni și cel de început al secțiunii următoare, inclusiv crestătura elementară în care se găsește acesta din urmă. În sfîrșit, pasul rezultant y reprezintă numărul de crestături elementare cu care ne deplasăm pe indus între începuturile a două secțiuni consecutive, legate între ele.

Se numește *pas pe colector* și se notează cu y_k distanța dintre două lamele ale colectorului legate cu începuturile a două secțiuni consecutive, distanță măsurată în număr de lamele (fig. 1-12 și 1-13).

Ținînd seamă că $K = S = Z_e$, urmează că

$$y_k = y \quad .$$

Pasul elementar y_1 se determină în modul următor:

Pentru ca f.e.m. induse în mănunchiurile active ale secțiunii să se însumeze și valoarea rezultantei să fie maximă, este necesar ca pasul elementar y_1 al înfășurării să fie egal sau aproximativ egal cu pasul polar τ. Un pas polar conține $\frac{Z_e}{2p}$ crestături elementare, $2p$ fiind numărul de poli ai mașinii. Prin urmare, y_1 ar putea fi dat de relația $y_1 = \frac{Z_e}{2p}$. Adesea însă Z_e nu se împarte exact prin $2p$ și, după metoda de măsură adoptată de noi, pasul y_1 tre-

buie să fie egal cu un număr întreg de crestături elementare. Prin urmare, în orice înfăşurare de curent continuu vom avea

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \varepsilon = \frac{S}{2p} \pm \varepsilon = \text{număr întreg (n.î.)} . \qquad (1\text{-}5)$$

În expresia de mai sus ε reprezintă fracţiunea de crestătură elementară cu care trebuie să lungim $(+\varepsilon)$ sau să scurtăm $(-\varepsilon)$ secţiunea faţă de pasul polar pentru a satisface condiţia cerută.

Înfăşurările în care $y_1 = \tau$ $(\varepsilon = 0)$ se numesc înfăşurări cu *pas diametral;* cele în care $y_1 < \tau$ (ε negativ) se numesc cu *pas scurtat,* iar cele în care $y_1 > \tau$ (ε pozitiv) se numesc cu *pas mărit.* Practic, se execută numai înfăşurări cu pas diametral sau cu pas scurtat.

Pasul elementar y_2 se determină după ce am determinat, în prealabil, paşii y şi y_1 aplicînd relaţia (1-4) pusă sub forma

$$y_2 = y_1 - y , \qquad (1\text{-}6)$$

cînd y_1 şi y_2 sînt de semne contrarii, şi

$$y_2 = y - y_1 , \qquad (1\text{-}7)$$

cînd y şi y_1 sînt de acelaşi semn. În ambele relaţii, prin y_1 şi y_2 trebuie să înţelegem valorile lor absolute. Pasul rezultant y se fixează în raport cu tipul înfăşurării, aşa cum vom arăta mai jos.

Se numeşte *cale de curent* porţiunea de înfăşurare pe care o parcurgem cînd ne deplasăm de la o perie de un semn, pînă la peria următoare, de semn contrar. Numărul de căi de curent este totdeauna par şi se notează cu $2a$. Notînd cu N numărul total de conductoare active ale înfăşurării, unei căi de curent îi revin $\frac{N}{2a}$ conductoare. Numărul de căi de curent reprezintă numărul total de circuite în derivaţie prin care trece curentul între periile de polaritate opusă. Dacă se notează cu I_a curentul total furnizat sau absorbit de înfăşurarea indusului, curentul i_a dintr-o cale de curent este dat de relaţia

$$i_a = \frac{I_a}{2a} .$$

Intensitatea curentului dintr-o cale de curent determină secţiunea conductoarelor înfăşurării Pentru a asigura înfăşurării o execuţie comodă, se recomandă ca i_a să nu depăşească 300 A.

Înfăşurările de curent continuu sînt înfăşurări închise, în care, după ce am parcurs toate conductoarele active, ne întoarcem la conductorul de la care am plecat.

După modul cum sînt legate între ele secţiunile care formează înfăşurarea, înfăşurările de curent continuu se împart în două mari clase: a) *înfăşurări buclate* şi b) *înfăşurări ondulate.*

În înfăşurarea buclată, după pasul y_1 efectuat înainte (în sens orar, adică în sensul mişcării acelor ceasornicului) pe indus, se execută pasul y_2 înapoi (în sens antiorar) şi pasul rezultant este

$$y = y_1 - y_2 .$$

Legăturile unei înfășurări buclate sînt arătate în fig. 1-10 *a* și 1-12. Dacă $y_1 > y_2$, y este pozitiv și ne deplasăm pe indus în sensul orar. Dacă $y_1 < y_2$, y este negativ și ne deplasăm pe indus în sens antiorar. Și într-un caz și în altul, deplasarea pe indus se face pe traseuri în formă de buclă.

În înfășurarea ondulată ambii pași elementari y_1 și y_2 au același semn, deci înaintăm pe indus mereu în același sens. Pasul rezultant este

$$y = y_1 + y_2 \cdot$$

Legăturile unei înfășurări ondulate sînt arătate în fig. 1-10 *b* și 1-13. Deplasarea de-a lungul periferiei indusului se face după un traseu ondulat.

a) Înfășurări buclate

1) *Înfășurarea buclată simplă.* Din cele expuse mai sus reiese că pasul rezultant al acestei înfășurări este

$$y = y_1 - y_2 = \pm 1 , \qquad (1\text{-}8)$$

semnul plus referindu-se la bobinaje în sensul orar, iar semnul minus, la bobinaje în sensul antiorar.

Pasul la colector este dat de expresia

$$y_k = y \cdot$$

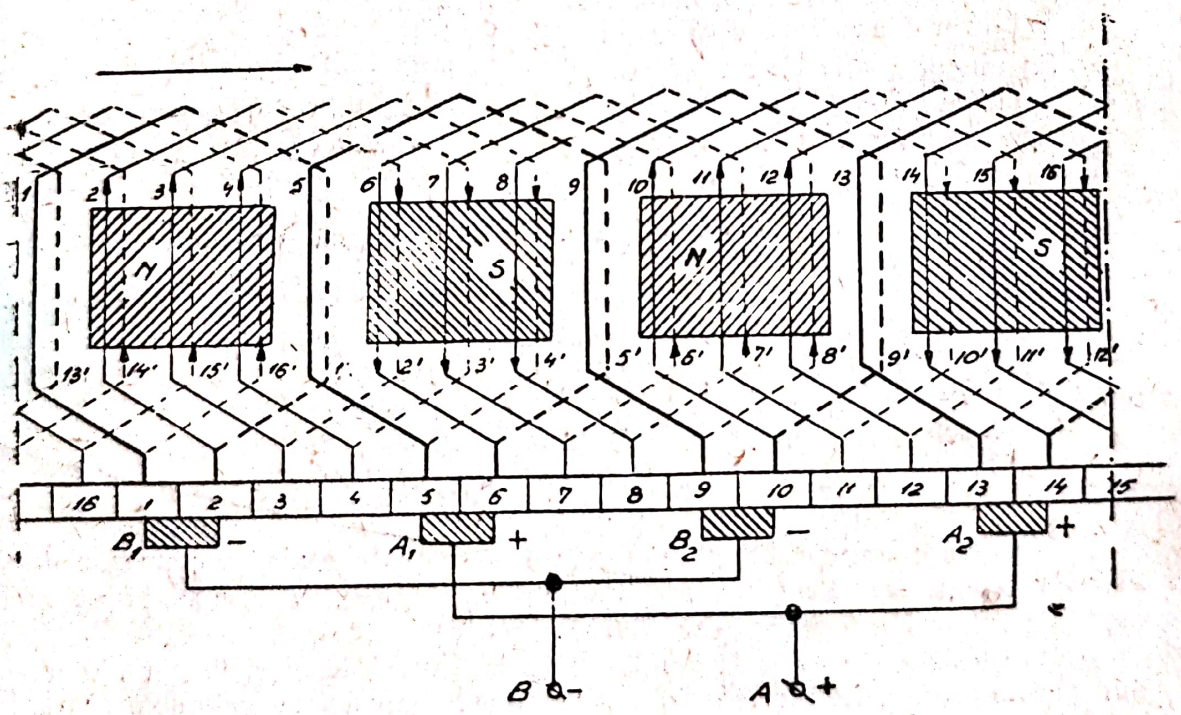


Fig. 1-14. Schema înfășurării buclate simple, în sens orar, pentru $2p = 4$; $S = K = Z_e = 16$; $y = y_k = 1$; $y_1 = 4$; $y_2 = 3$.

Pasul y_1 al bobinajului se determină prin formula (1-5), iar pasul y_2 prin formula (1-6). În fig. 1-14 este reprezentată schema unei înfășurări buclate simple, cu $2p = 4$, $M = 32$, $S = K = Z_e = 16$. Deoarece $\frac{Z_e}{2p} = \frac{16}{4} = 4$ este număr întreg, înfășurarea se execută cu pas diametral. Alegîndu-se ca

sens de parcurgere al circuitului sensul orar, pașii y și y_1 sînt dați de relațiile

$$y = y_k = +1\ ;\ y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \varepsilon = \frac{16}{4} \pm 0 = 4\ ;$$

rezultă

$$y_2 = y_1 - y = 4 - 1 = 3$$

și are semnul negativ.

Ținînd seama că decalajul dintre perii este de $\frac{K}{2p} = \frac{16}{4} = 4$ lamele de colector și că periile se așază pe colector astfel încît să fie în permanent contact cu lamele legate cu mănunchiuri ale secțiunilor aflate în zonele axelor neutre (vezi par. 1-8 *c*), rezultă pentru perii poziția arătată în fig. 1-14. Secțiunile înfășurărilor fiind simetrice, pentru a satisface condiția de mai sus este suficient să așezăm periile pe axele polilor inductori și această remarcă se aplică și la înfășurările ondulate.

După cum rezultă din fig. 1-14, unele secțiuni sînt scurtcircuitate de perii; pentru a le pune în evidență, ele au fost trasate cu linii mai groase.

În schemele de înfășurare mănunchiurile așezate în partea superioară a crestăturilor sînt trasate în linie continuă, cele așezate în partea inferioară, în linie întreruptă. Mănunchiurile suprapuse aflate în aceeași crestătură sînt reprezentate, în schemă, unul lîngă altul.

După cum rezultă din fig. 1-14, numărul căilor de curent ale înfășurării buclate simple este egal cu numărul de poli ai mașinii, adică

$$2a = 2p\ ,$$

și pentru funcționarea mașinii avem nevoie de un număr de perii egal cu $2p$. Asemenea înfășurări se mai numesc și *înfășurări în paralel*.

Periile pozitive se leagă împreună la una din bornele indusului, iar cele negative, la cealaltă bornă a indusului.

2) *Înfășurarea buclată multiplă.* În cazul intensităților mari, pentru a se reduce intensitatea curentului pe cale de curent se așază pe indus mai multe înfășurări buclate simple, identice, care se leagă între ele în paralel prin periile de pe colector. Se obține astfel o *înfășurare buclată multiplă*.

În cazul unei asemenea înfășurări pasul pe colector este egal cu un număr întreg oarecare $m > 1$, adică avem $y_k = \pm m$. Numărul m se numește *coeficient de multiplicitate* al înfășurării.

Urmează că pasul rezultant al înfășurării buclate multiple este

$$y = y_k = \pm m \cdot \qquad (1\text{-}10)$$

Pasul y_1 al secțiunii trebuie să fie egal, ca la orice altă înfășurare, aproximativ cu pasul polar [relația (1-5)], deci

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \varepsilon = \text{n. î.}$$

Pasul y_2 rezultă, conform relației (1-6):

$$y_2 = y_1 - y = y_1 = m. \tag{1-11}$$

Practic se execută numai înfășurări buclate multiple în care $m = y_k = 2$.
Numărul de căi de curent ale unei înfășurări buclate este dat de relația

$$2a = 2pm. \tag{1-12}$$

Numărul de perii este egal tot cu $2p$, însă o perie colectînd curentul din m căi de curent, va acoperi cel puțin m lamele.

b) Înfășurări ondulate

1) *Înfășurarea ondulată simplă.* După cum s-a arătat mai sus, mănunchiurile unei secțiuni a înfășurării ondulate nu se leagă la lamele colectoare învecinate, ca la înfășurarea buclată, ci la lamele distanțate între ele cu aproximativ un dublu pas polar. În modul acesta, dacă parcurgem pe înfășurare, odată, întreaga periferie a colectorului, trebuie să ajungem la o lamelă colectoare vecină cu aceea de la care am început parcursul, adică să avem

$$p\,y_k = K \pm 1 .$$

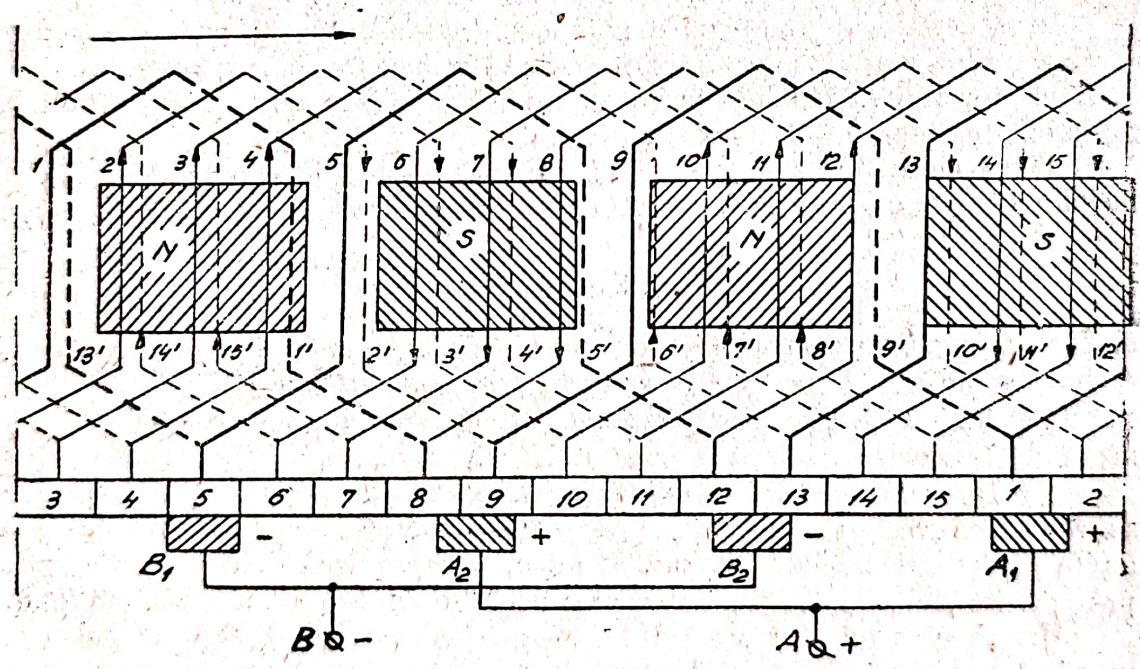


Fig. 1-15. Schema înfășurării ondulate simple, pentru $2p = 4$; $S = K = Z_e = 15$; $y = y_k = 7$; $y_1 = 3$; $y_2 = 4$

Rezultă că pasul la colector al acestei înfășurări este dat de relația

$$y_k = \frac{K \pm 1}{p} . \tag{1-13}$$

În această relație, se ia de obicei semnul minus, deoarece semnul plus duce la înfășurări „încrucișate", care necesită un consum mai mare de cupru.

pentru capetele de bobină (conexiunile frontale dintre mănunchiurile secţiunilor).

Pasul rezultant y al înfăşurării, care numeric este egal cu pasul la colector y_k, rezultă:

$$y = y_k = \frac{K \pm 1}{p} \quad (1\text{-}14)$$

Pasul y_1 al secţiunii este dat de relaţia (1-5)

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \varepsilon = \text{n.î.}$$

Pasul y_2, de legătură între secţiuni, conform relaţiei (1-6) este

$$y_2 = y - y_1 .$$

În fig. 1-15 este reprezentată schema unei înfăşurări ondulate, cu pas scurtat, întocmită cu următoarele date: $2p = 4$, $M = 30$, $S = K = Z = 15$.

Conform relaţiei (1-14), avem

$$y = y_k = \frac{15 - 1}{2} = 7 .$$

Pasul y_1, conform relaţiei (1-5), este

$$y_1 = \frac{15}{4} - \frac{3}{4} = 3 .$$

Rezultă

$$y_2 = 7 - 3 = 4 .$$

La înfăşurările ondulate simple avem totdeauna numai două căi de curent, deci

$$2a = 2 , \quad (1\text{-}15)$$

oricare ar fi numărul de poli ai maşinii. De aceea, asemenea înfăşurări se mai numesc şi *înfăşurări serie*.

În înfăşurările ondulate este suficient să avem numai două perii ($2a = 2$), aşezate la o distanţă între ele de un pas polar. Totuşi, în practică, pentru a se micşora dimensiunile colectorului, se utilizează un număr de perii egal cu numărul de poli ai maşinii, decalate între ele cu un pas polar, adică la fel ca la înfăşurările buclate.

2) *Înfăşurarea ondulată multiplă*. Această înfăşurare este compusă din mai multe înfăşurări ondulate simple aşezate în crestăturile aceluiaşi indus, legate în paralel prin intermediul periilor.

După o parcurgere a colectorului se ajunge la o lamelă care este situată nu lîngă lamela de plecare, ci la o distanţă de ea de 2, 3, ..., m lamele, m fiind coeficientul de multiplicitate al înfăşurării. Se obţin astfel 2, 3, ..., m înfăşurări ondulate simple, fiecare din ele avînd cîte o pereche de căi de curent ($2a = 2$). Cele m înfăşurări simple vor avea în total $2a = 2m$ căi de curent.

Pasul la colector este dat de relația

$$y_k = \frac{K \pm m}{p} \quad . \tag{1-16}$$

Pasul y al înfășurării fiind egal cu y_k, vom avea

$$y = \frac{K \pm m}{p} = \frac{Z_e \pm m}{p} \quad . \tag{1-17}$$

Pasul y_1 al secțiunii este

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \varepsilon = \text{n.î.} \quad ,$$

iar pasul de legătură y_2,

$$y_2 = y - y_1 \quad .$$

Obișnuit $m = 2$ și înfășurarea poartă numele de *înfășurare ondulată dublă*. La o înfășurare ondulată multiplă de ordinul m, o perie trebuie să calce pe cel puțin m lamele.

Dăm mai jos, cu titlu informativ, domeniile de utilizare a diferitelor tipuri de înfășurări:

a) înfășurările buclate simple sînt folosite la mașini bipolare mici pentru 110 și 220 V și la mașini multipolare de puteri depășind 500 kW pentru tensiuni de peste 500 V;

b) înfășurările buclate multiple se folosesc la mașini de joasă tensiune utilizate în electrochimie, pentru încărcarea bateriilor de acumulatoare etc;

c) înfășurările ondulate simple sînt folosite la mașini pînă la 50 kW pentru 110 V, pînă la 100 kW pentru 220 V și pînă la 300 kW pentru 440 V;

d) înfășurările ondulate multiple sînt folosite la mașini de 150—300 kW pentru 220 V.

1-5. Valorile nominale ale mașinii de curent continuu

Conform prescripțiilor STAS 1893-50, se numește *regim nominal de funcționare* al unei mașini electrice regimul de lucru pentru care a fost proiectată și construită de fabrica producătoare (vezi par. 5-2). Regimul nominal al mașinii de c.c. este caracterizat prin *valorile nominale* ale următoarelor mărimi ale mașinii, valori specificate pe plăcuța indicatoare a acesteia: puterea, tensiunea, curentul de sarcină, viteza de rotație etc.

Termenul de valoare nominală se aplică și altor mărimi care nu sînt menționate pe plăcuța mașinii, dar care sînt legate de regimul nominal de funcționare. Astfel se spune cuplu nominal de rotație, curent nominal de excitație etc.

Conform aceluiași STAS, prin *puterea nominală* a mașinii de curent continuu se înțelege:

a) pentru generatoarele de curent continuu, puterea electrică la bornele mașinii exprimată în wați (W), kilowați (kW) sau megawați (MW);

b) pentru motoarele de curent continuu, puterea mecanică la arbore exprimată în aceleași unități ca la punctul a).

Scanned with OKEN Scanner

1-6. Forța electromotoare a mașinii de curent continuu

Ne propunem să determinăm f.e.m. a unei mașini de curent continuu, în cazul cel mai general, cînd mașina are $2p$ poli, $2a$ căi de curent și N conductoare active și se rotește cu o viteză de n rotații pe minut. În acest scop, să notăm cu Φ fluxul inductor al mașinii.

Dacă urmărim un conductor activ al înfășurării induse în rotația sa observăm că el taie Φ linii de forță ori de cîte ori parcurge zona unui pol. Într-o secundă, conductorul execută $\frac{n}{60}$ rotații, deci o rotație se face în $\frac{60}{n}$ secunde, iar zona unui pol (adică pasul polar τ) este parcursă în $\frac{60}{2pn}$ secunde.

Urmează că f.e.m. medie indusă în conductor, pe care o notăm cu $E_{c\,med}$, este dată de relația

$$E_{c\,med} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{\Phi}{\frac{60}{2pn}} = 2p\Phi\frac{n}{60} \,. \tag{1-18}$$

Într-o cale de curent intrînd $\frac{N}{2a}$ conductoare, rezultă că f.e.m. indusă într-o cale de curent, care este, totodată, f.e.m. între periile de semn opus la care este legată calea de curent, deci reprezintă f.e.m. a mașinii, este dată de relația

$$E = 2p\Phi\frac{n}{60}\cdot\frac{N}{2a} = \frac{p}{a}N\frac{n}{60}\Phi \,. \tag{1-19}$$

Valoarea acestei f.e.m. rezultă în volți cînd fluxul Φ este exprimat în weberi. Dacă se exprimă fluxul în maxwelli, pentru a avea pe E în volți trebuie să se înmulțească relația precedentă cu 10^{-8} și ea devine

$$E = \frac{p}{a}N\frac{n}{60}\Phi 10^{-8} \,. \tag{1-20}$$

Observăm că singurii parametri variabili din relațiile (1-19) și (1-20) sînt n și Φ, ceilalți fiind factori constanți, legați de construcția mașinii (p, a și N) și de unitățile de măsură alese (factorul 10^{-8}). Prin urmare, aceste relații pot fi puse sub forma

$$E = K_E n\Phi \,, \tag{1-21}$$

în care, în unități MKSA, K_E are ca valoare

$$K_E = \frac{pN}{60a} \,,$$

iar în unități CGS e.m.,

$$K_E = \frac{pN}{60a}10^{-8} \,.$$

1-7. Reacția indusului la mașinile de curent continuu

Dacă notăm cu E_0 f.e.m. de mers în gol a mașinii generatoare de curent continuu, corespunzătoare unei anumite viteze și excitații, cu r_a rezistența interioară a mașinii (rezistența înfășurării induse), tensiunea U între bornele mașinii, la un curent de sarcina I_a a indusului și excitație constantă, ar trebui să fie dată de relația

$$U = E_0 - r_a I_a \cdot$$

Experiența ne arată că, în realitate, la mașinile generatoare saturate, sau la acelea ale căror perii sînt decalate față de axa neutră geometrică în sensul de rotație al mașinii,

$$U < E_0 - r_a I_a \cdot$$

Rezultă că în aceste condiții f.e.m. a mașinii în sarcină este mai mică decît f.e.m. în gol. Dacă notăm f.e.m. a mașinii în sarcină cu E, avem

$$E < E_0 \cdot$$

Cauza care modifică f.e.m. a mașinii în sarcină o numim *reacția indusului*. Din relația (1-21) rezultă că reacția indusului acționează asupra fluxului inductor al mașinii, pe care în condițiile de mai sus îl micșorează astfel încît fluxul în sarcină Φ, care induce pe E, este mai mic decît fluxul Φ_0, de mers în gol, care induce pe E_0.

Fenomenul reacției indusului este un fenomen general al funcționării mașinilor electrice și apare, sub forme particulare, după caracterul categoriei respective de mașini. La mașina de curent continuu, el se manifestă diferit după cum periile sînt așezate pe axa neutră a mașinii, sau sînt decalate față de această axă, sau după cum mașina este generator sau motor.

b) Reacția indusului în cazul periilor calate pe axa neutră geometrică. Fluxul de reacție transversal

Pentru a explica fenomenul reacției indusului la mașina generatoare de c. c. cu periile calate (așezate) pe lamelele de colector la care sînt legate conductoarele înfășurării situate în zona axei neutre geometrice*, vom examina separat fluxurile care iau naștere în mașină în timpul funcționării sale, fără să ținem seamă de prezența polilor auxiliari.

În cazul funcționării generatorului în gol, deci cu circuitul indus deschis, polii inductori ai mașinii (polii principali) dau naștere fluxului inductor (fluxul principal al mașinii) Φ_0, a cărui axă coincide cu axa acestor poli (fig. 1-16). În L-L' a fost figurată axa neutră geometrică a mașinii.

Să presupunem acum că aceeași mașină funcționează în sarcină, indusul său fiind antrenat în sensul săgeții. Prin înfășurarea indusului circulă acum curentul indus ($i_a = I_a/2a$), care dă naștere unui cîmp, deci unui flux magnetic propriu al indusului (fig. 1-17). Acest flux, ale cărui linii de forță se închid prin întrefier și piesele polare ale inductorului, se numește *fluxul de reacție a indusului*. El se notează ca Φ_a.

Este ușor să ne dăm seama de modul cum apare fluxul indus.

---

* Se spune, pe scurt: periile calate pe axa neutră geometrică

Conductoarele indusului aflate în zona unui pol de o anumită polaritate sînt parcurse de curent într-un sens, iar cele aflate în zona celuilalt pol, de altă polaritate, sînt parcurse de curent în sens opus. Prin urmare, indiferent de modul cum sînt legate între ele aceste conductoare, le putem privi ca formînd o singură bobină cu spirele perpendiculare pe axa neutră geometrică. Fluxul produs de această bobină parcursă de curentul I_a este cel ce am numit mai sus fluxul de reacție a indusului.

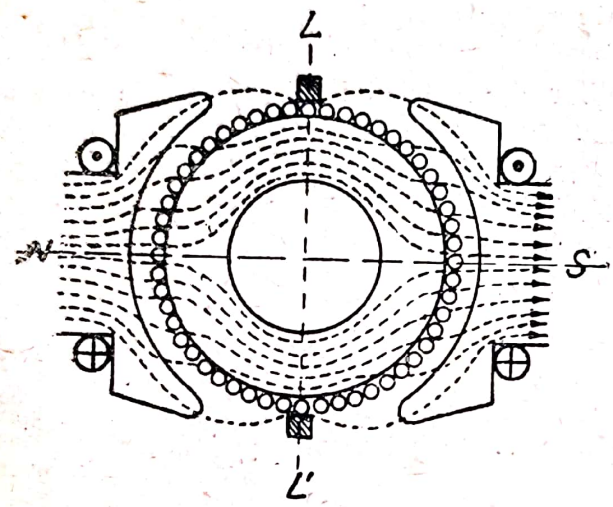


Fig. 1-16. Fluxul principal al unei mașini bipolare

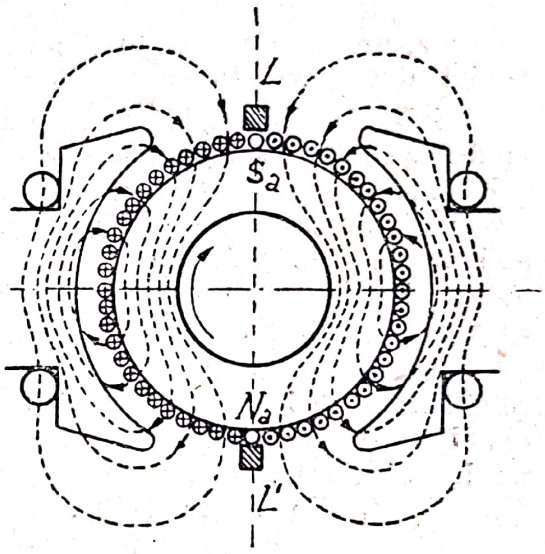


Fig. 1-17. Fluxul de reacție a indusului mașinii bipolare cu periile calate pe axa neutră (fluxul de reacție transversal)

Axa acestui flux coincide cu axa neutră a mașinii. În mașina bipolară ea este perpendiculară pe axa polilor inductori, deci cele două fluxuri, indus

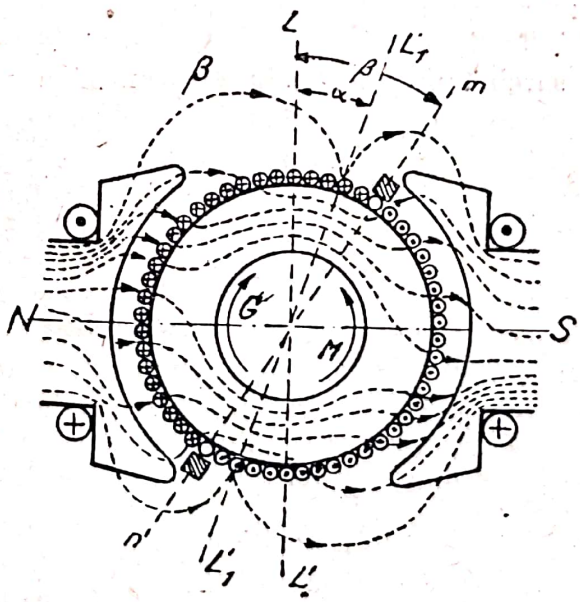


Fig. 1-18. Fluxul rezultant în sarcină al mașinii bipolare de c. c.

și inductor, sînt perpendiculare unul pe celălalt. Pentru acest motiv, fluxul

de reacţie a indusului se mai numeşte şi *flux de reacţie transversal* sau, mai pe scurt, *flux transversal* şi se notează, în acest caz, cu Φ_t. Deci avem $\Phi_a = \Phi_t$. În cazul general, al unei maşini cu $2p$ poli, unghiul dintre axa fluxului transversal şi a celui inductor este egal cu $\pi/2p$.

Prin urmare, în aceste condiţii indusul devine la rîndul său o coroană polară în spaţiu cu acelaşi număr de $2p$ poli ca şi inductorul. Poziţia polilor induşi coincide cu poziţia periilor.

Fluxul propriu al indusului (fig. 1-17) suprapunîndu-se peste fluxul inductor, produs de curentul de excitaţie (fig. 1-16), îl deformează aşa cum rezultă din fig. 1-18 care reprezintă spectrul cîmpului magnetic rezultant.

Sub marginile „de fugă" ale polilor generatorului (marginile de care se depărtează conductoarele indusului) cîmpul indusului are acelaşi sens ca şi cîmpul principal inductor; cele două cîmpuri se adună şi în această regiune vom avea o intensificare a inducţiei magnetice. Sub marginile „de atac" ale polilor generatorului (de care se apropie conductoarele indusului) cîmpul indusului este de sens opus cîmpului principal inductor; cele două cîmpuri se scad şi inducţia magnetică din această regiune slăbeşte.

Fenomenul se manifestă printr-o răsucire (o distorsiune) a fluxului rezultant al maşinii cu un unghi α în sensul de rotaţie a indusului. Cu acelaşi unghi se roteşte şi axa neutră (perpendiculară pe axa fluxului rezultant la maşina bipolară), care, în acest caz, ia numele de *axă neutră fizică* a maşinii (axa L_1-L'_1 din figura 1-18).

Pe lîngă răsucirea fluxului rezultant, fluxul de reacţie a indusului produce şi o slăbire a acestui flux la maşinile saturate, al căror punct de funcţionare se găseşte pe cotul curbei de magnetizare sau dincolo de acest cot, cum este cazul, de regulă, la maşinile moderne. Această reducere se explică prin aceea că la maşina saturată, din cauza formei curbei de magnetizare, slăbirea inducţiei magnetice sub una din jumătăţile polilor inductori este mai accentuată decît întărirea inducţiei sub cealaltă jumătate a acestor poli. În aceste condiţii, inducţia medie pe întregul pol slăbeşte şi, odată cu ea, fluxul rezultant în sarcină Φ care produce f.e.m. E a maşinii.

În concluzie, în cazul calării periilor pe axa neutră geometrică reacţia indusului se manifestă numai prin fluxul transversal. Ea produce o răsucire a fluxului inductor al maşinii şi o slăbire a acestui flux cu atît mai accentuată, cu cît sarcina este mai mare şi cu cît maşina este mai saturată.

b) Reacţia indusului în cazul periilor decalate faţă de axa neutră. Flux de reacţie longitudinal

După cum vom arăta cînd vom vorbi despre fenomenul comutaţiei (paragraf. 1-8), una din metodele de reducere a scînteilor la colector constă în decalarea (deplasarea) periilor în sensul de rotaţie a indusului, în cazul maşinii funcţionînd ca generator şi în sens invers rotaţiei indusului, în cazul maşinii funcţionînd ca motor. Unghiul β de decalare a periilor se ia $\beta > \alpha$, în aşa fel încît secţiunile în comutare (secţiunile scurtcircuitate de perii) să se găsească în zona de magnetizare a polului către care se deplasează secţiunea, în cazul generatorului sau de care se depărtează secţiunea, în cazul motorului. De aceea, în fig. 1-18, periile au fost aşezate pe axa m n, decalată cu unghiul β faţă de axa L-L'. În acest caz, f.e.m. în sarcină

a maşinii suferă o nouă scădere prin apariţia *fluxului longitudinal* sau *antagonist* al maşinii, care se notează cu Φ_l.

În fig. 1-19 este reprezentată porţiunea înfăşurării indusului cuprinsă între axa *m n* a periilor maşinii şi o axă *m' n'* simetrică ei faţă de axa neutră geometrică a maşinii, deci porţiunea de înfăşurare corespunzătoare unghiului 2β. Conductoarele acestei porţiuni de înfăşurare sînt parcurse de curentul indus, într-un sens, deasupra axei polilor şi, în sens contrar, sub axa polilor. Prin urmare, putem reprezenta aceste conductoare ca formînd o bobină a cărei axă coincide cu axa polilor principali şi fluxul produs de această bobină, parcursă de curentul i_a, are aceeaşi direcţie ca şi fluxul principal al polilor inductori. Pentru acest motiv, fluxul poartă numele de *flux longitudinal*. Sensul lui fiind opus sensului fluxului inductor, el poartă şi numele de *flux antagonist*, iar amperspirele respective, *amperspire antagoniste*.

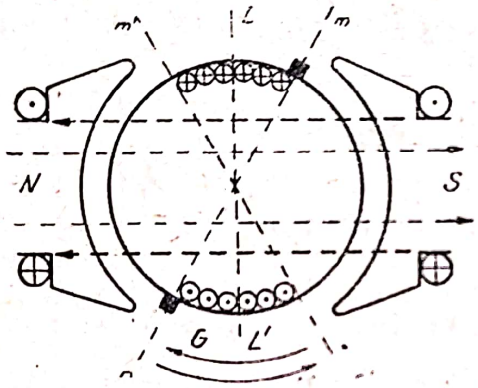


Fig 1-19. Fluxul de reacţie longitudinal cînd periile sunt decalate faţă de axa neutră geometrică

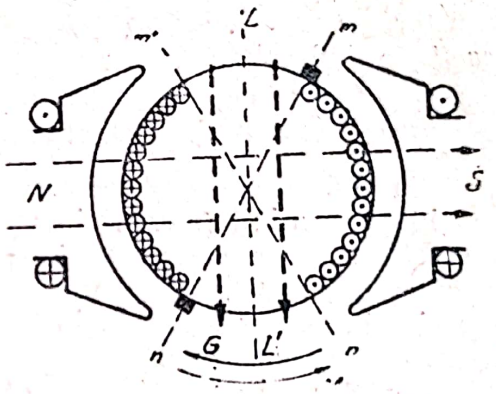


Fig. 1-20. Fluxul de reacţie transversal cînd periile sunt decalate faţă de axa neutră geometrică

Amperspirele antagoniste se scad din amperspirele inductoare (din amperspirele de excitaţie).

Prin apariţia fluxului longitudinal, produs prin decalarea periilor, se reduce fluxul transversal (prin reducerea amperspirelor de reacţie transversală) aşa cum rezultă din fig. 1-20.

În concluzie, în cazul cînd periile sînt decalate faţă de axa neutră geometrică, reacţia indusului produce:

a) o reducere a f.e.m. prin reducerea fluxului principal, datorită fluxului antagonist, şi, într-o măsură mai redusă, datorită fluxului transversal;

b) o răsucire a fluxului, provocată de fluxul transversal.

Diferenţa dintre f.e.m. E_0 şi E (de mers în gol, respectiv în sarcină), *constituie căderea de tensiune datorită fenomenului de reacţie a indusului*. Pentru prescurtare şi uşurinţă de exprimare, se notează uneori

$$E_0 - E = a\, I_a\,, \tag{1-22}$$

în care factorul a (de natura unei rezistenţe) este constant în cazul cînd maşina funcţionează nesaturat, şi uşor crescător cu I_a cînd maşina lucrează saturat. Tensiunea în sarcină la bornele maşinii are ca valoare

$$U = E - r_a I_a = E_0 - a\, I_a - r_a I_a = E_0 - (a + r_a)\, I_a\,. \tag{1-23}$$

La mașinile moderne căderea ohmică $r_a I_a$, corespunzătoare curentului nominal, nu depășește 2-3% din valoarea tensiunii nominale. În ce privește căderea de tensiune datorită reacției indusului, în cazul mașinilor saturate ea este de circa două ori mai mare decît căderea ohmică $r_a I_a$.

După cum vom arăta în par. 1-17, la același sens al curentului în indus, în regim de funcționare ca motor al mașinii de c. c. rotorul se învîrtește în sens opus decît în regim de generator (în fig. 1-18, în sensul săgeții M), deci reacția indusului se manifestă invers. Fluxul transversal produce o răsucire a fluxului principal în sens opus rotației mașinii, cîmpul inductor fiind slăbit sub marginile de fugă și întărit sub cele de atac ale pieselor polare. Prin urmare, axa neutră a mașinii se deplasează, în sarcină, invers sensului de rotație a indusului (fig. 1-18).

La o decalare a periilor motorului în sensul de rotație a mașinii, se produce un flux de reacție longitudinal de același sens ca fluxul principal inductor, pe care îl întărește. Avem astfel un *flux longitudinal magnetizant de reacție* a indusului.

1-8. Fenomenul comutației

Se numește *comutație* trecerea secțiunilor unei înfășurări, în timpul funcționării mașinii de c. c., dintr-o cale de curent în calea de curent următoare. Această trecere are loc atunci cînd lamelele colectorului la care sînt legate capetele *secțiunii în comutație* trec pe sub perie și secțiunea se găsește în scurtcircuit. Timpul cît secțiunea este scurtcircuitată de perie se numește *perioadă de comutație*.

Sub denumirea de *fenomenul comutației* se înțelege ansamblul proceselor care apar în timpul perioadei de comutație, cînd curentul din secțiune își schimbă sensul odată cu trecerea ei dintr-o cale de curent în alta. Acest fenomen este însoțit, în general, de apariția unor scîntei, mai mult sau mai puțin accentuate, între perie și lamelele colectorului.

Cînd aceste scîntei depășesc o anumită intensitate, ele devin dăunătoare funcționării mașinii. De aceea, la proiectarea mașinilor de c. c. se urmărește obținerea unei comutații cît mai lipsite de scîntei.

Pentru a explica cauzele apariției scînteilor la colector și mijloacele de reducere a acestora, să examinăm modul de desfășurare a comutației.

Vom presupune că lățimea periei este egală cu lățimea lamelei de colector plus grosimea izolației dintre lamele; că rotorul se deplasează în sensul mișcării acelor ceasornicului ;că avem de a face cu o mașină la care $2a = 2$ și că f.e.m. indusă în secțiunea în comutație este nulă. În aceste condiții, să studiem patru momente consecutive ale perioadei de comutații a unei secțiuni S, care corespund unor poziții determinate ale periei fixe respective față de lamelele mobile *1* și *2* ale colectorului, legate cu acea secțiune.

În primul moment peria se găsește pe lamela colectoare *2* (fig. 1-21). Curentul circuitului exterior I_a se ramifică, după ce trece prin perie și prin lamela *2* a colectorului, în cele două căi de curent în paralel care pornesc de la lamela *2*. Jumătate din acest curent $\left(i_a = \frac{I_a}{2}\right)$ se scurge în calea de curent din stînga, cealaltă jumătate, în calea de curent din dreapta. În acest moment secțiunea S se găsește la stînga periei și face parte din calea de

curent din stînga Curentul care trece prin secțiune este egal cu i_a. Momentul ales reprezintă *începutul comutației* secțiunii S.

În momentul următor (fig. 1-22), prin deplasarea indusului peria face contact cu ambele lamele *1* și *2* și secțiunea S este scurtcircuitată de perie.

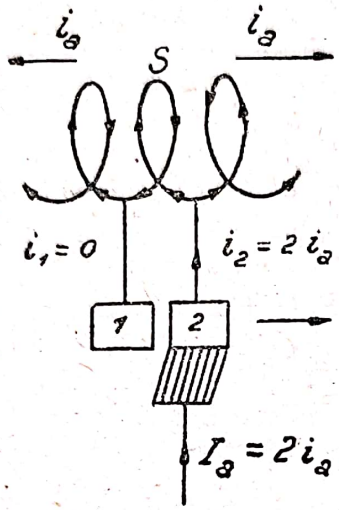


Fig. 1-21. Începutul comutației secțiunii S

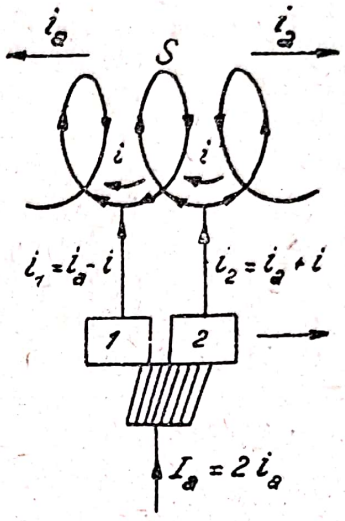


Fig. 1-22. Situația intermediară a comutației, cînd $i_2 > i_1$

Neglijînd rezistențele lamelelor, ale conductoarelor care leagă secțiunea de lamele și rezistența însăși a secțiunii S, deoarece valorile respective ale acestor rezistențe sînt foarte mici în raport cu rezistențele de contact dintre perie și lamelele colectoare, și ținînd seama numai de aceste rezistențe de contact, putem considera că curentul I_a se derivă invers proporțional cu

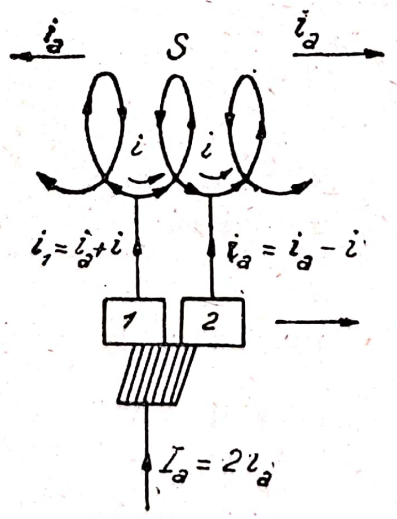


Fig. 1-23. Situația intermediară a comutației, cînd $i_1 > i_a$

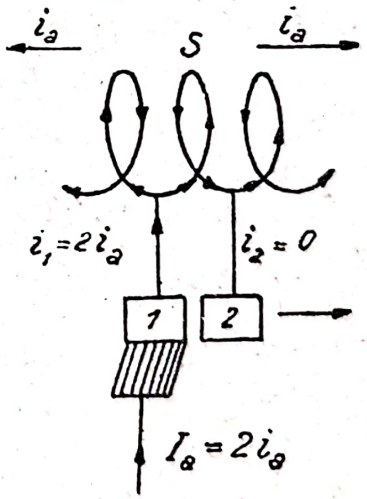


Fig. 1-24. Sfîrșitul comutației secțiunii S

rezistențele de contact dintre perie și lamelele respective, sau, ceea ce este același lucru, proporțional cu suprafețele de contact dintre perie și lamele.

Prin urmare, în acest moment prin lamela *2*, a cărei suprafață de contact cu peria este mai mare, se derivă un curent mai mare decît prin lamela *1*, a cărei suprafață de contact cu peria este mai mică. Curentul prin secțiunea *S* va avea același sens ca în cazul precedent, dar intensitatea lui va fi mai mică decît i_a.

În al treilea moment, arătat în fig. 1-23, suprafața de contact a periei cu lamela *1* este mai mare decît cu lamela *2*, deci prin lamela *1* va trece un curent mai mare decît prin lamela *2*. Din această cauză, sensul curentului în secțiunea *S* se va schimba și intensitatea lui va fi, ca și în momentul precedent, mai mică decît i_a, însă de sens contrar.

Între aceste două din urmă momente se situează momentul cînd, peria călcînd egal pe cele două lamele, curenții prin lamele sînt egali între ei și egali cu i_a și prin secțiunea *S* nu trece nici un curent.

In sfîrșit, în al patrulea moment (fig. 1-24) peria se găsește numai pe lamela *1* și secțiunea *S* nu mai este scurtcircuitată de perie; ea se găsește acum în cealaltă cale de curent, din dreapta periei. Curentul în secțiune este din nou egal cu i_a, dar sensul lui este invers decît era la începutul comutației. Acest moment reprezintă *sfîrșitul comutației secțiunii S și începutul comutației secțiunii următoare*.

Astfel, în intervalul de timp de la începutul pînă la sfîrșitul comutației secțiunii *S*, pe care l-am numit perioadă de comutație și care se notează, obișnuit, cu *T*, curentul în secțiunea comutată, care în tot acest interval de timp a fost scurtcircuitată de perie și trecută, progresiv, dintr-o cale de curent în cealaltă, și-a schimbat sensul și intensitatea, trecînd de la $+i_a$ la $-i_a$.

În condițiile normale de funcționare a mașinilor electrice perioada *T* o comutație fiind foarte mică (0,003-0,002 secunde), urmează că variația curentului în secțiunea comutată se face foarte rapid. Din această cauză, în această secțiune ia naștere o *f.e.m. de autoinducție*, dată de relația

$$e_L = -L_S \frac{di}{dt}, \qquad (1\text{-}24)$$

în care L_S este inductanța proprie a secțiunii în comutare.

În afară de f.e.m e_L, în secțiunea în comutație mai apare și o f.e.m. indusă prin rotirea acestei secțiuni în cîmpul magnetic al mașinii. Această f.e.m. se numește *f.e.m. de rotație* și se notează cu e_v.

Ne propunem să determinăm legea de variație a curentului în secțiunea scurtcircuitată prin perie în timpul comutării, în ipoteza că f.e.m. indusă în secțiune prin deplasarea ei în cîmpul exterior al mașinii, este egală și de sens contrar cu f.e.m. de autoinducție, adică $e_v = -e_L$. Aceasta înseamnă că există o compensare perfectă între cele două f.e.m. ale secțiunii și f.e.m. rezultantă din secțiune este în tot timpul comutației nulă, adică așa cum am presupus mai sus.

Să examinăm mai de aproape momentul comutației reprezentat în fig. 1-22. Curentul I_a care trece prin perie se împarte între lamele direct proporțional cu suprafețele de contact dintre acestea și perie numai atunci cînd f.e.m. de rotație compensează complet f.e.m. de selfinducție. Dacă notăm

rezistențele de contact dintre perie și lamelele *1* și *2* respectiv prin r_1 și r_2, curentul I_a se împarte în curenți i_1 și i_2 după relația

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{r_2}{r_1} .$$

Rezistențele r_1 și r_2 fiind invers proporționale cu suprafețele F_1 și F_2 de contact al periei cu lamelele *1* și *2*, vom avea

$$\frac{r_2}{r_1} = \frac{F_1}{F_2} .$$

Deoarece viteza de rotație a indusului este constantă, suprafața F_1 este proporțională cu timpul t scurs de la începutul comutației pînă în momentul respectiv, iar F_2, cu timpul $T-t$ rămas pînă la sfîrșitul comutației. Prin urmare, putem scrie

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{t}{T-t} .$$

Din relațiile precedente rezultă

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{t}{T-t} .$$

Notînd cu i curentul din secțiunea în comutație S, rezultă din fig. 1-22 că

$$i_1 = i_a - i$$
$$i_2 = i_a + i .$$

Dacă substituim aceste din urmă expresii în formula precedentă, vom avea

$$\frac{i_a - i}{i_a + i} = \frac{t}{T-t} .$$

Din această relație scoatem valoarea curentului în secțiunea scurtcircuitată

$$i = i_a\left(1 - \frac{2t}{T}\right) . \qquad (1\text{-}25)$$

Prin urmare, în ipotezele făcute rezultă că intensitatea curentului din secțiunea în comutație variază liniar cu timpul t. Pentru acest motiv, comutația poartă, în acest caz, numele de *comutație liniară* (fig. 1-25).

Comutația liniară satisface una din condițiile principale ale funcționării periilor fără scînteie și anume condiția unei densități constante a curentului sub perii; deci *comutația liniară este comutația cea mai favorabilă*, în care curentul sub muchia de intrare și de ieșire a periei, la începutul și la finele comutației, este zero.

Să arătăm că în această comutație densitatea curentului sub perii rămîne constantă.

Vom lua un moment oarecare t (fig. 1-22 și 1-25), pentru care suprafețele de contact sînt respectiv F_1 și F_2, prima proporțională cu t, a doua cu $T-t$. Notînd cu δ densitatea de curent între perie și lamelă, vom avea sub lamela *1*

$$\delta_1 = \frac{i_1}{F_1} = \frac{i_1}{\text{const} \cdot t} = \frac{ab}{\text{const} \cdot db} = K \cdot \text{tg}\,\alpha = K\frac{2\,i_a}{T} = K\frac{I_a}{T}\,, \quad (1\text{-}26)$$

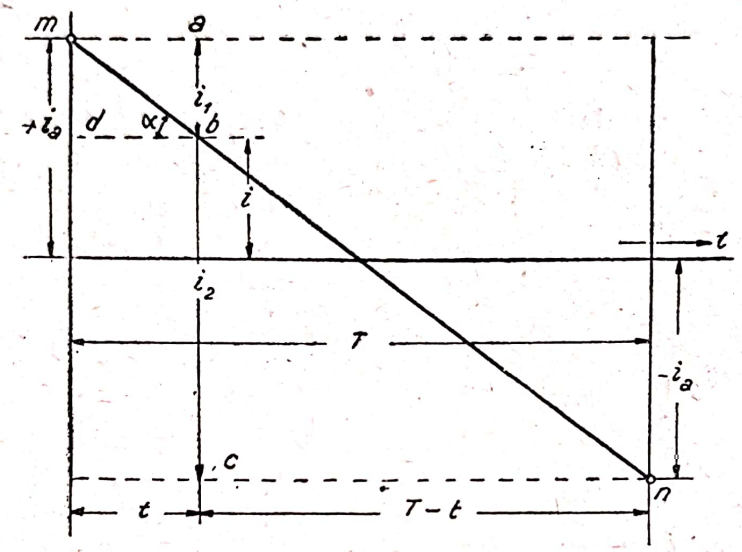


Fig. 1-25. Variația curentului în secțiunea în comutație în cazul comutației liniare

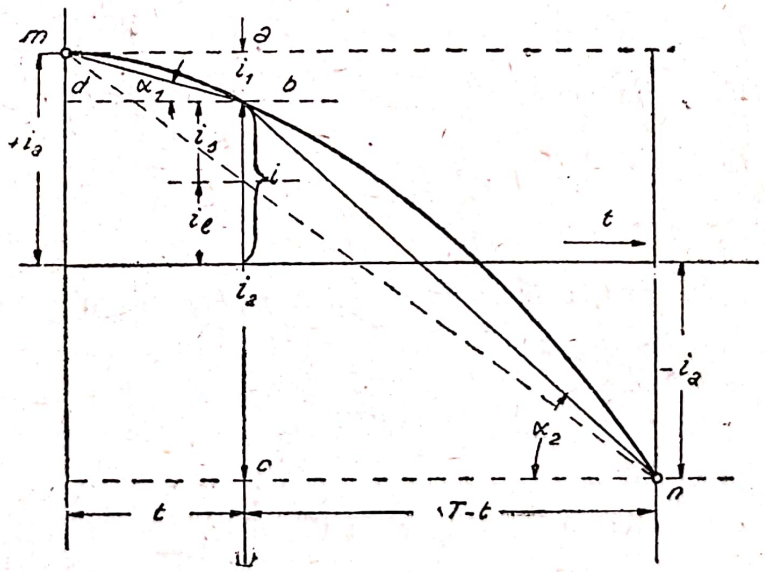


Fig. 1-26. Curba de variație a curentului în secțiunea în comutație în cazul unei comutații întîrziate ($e_L > e_v$)

iar sub lamela *2*

$$\delta_2 = \frac{i_2}{F_2} = \frac{i_2}{\text{const} \cdot (T-t)} = \frac{bc}{\text{const} \cdot cn} = K \cdot \text{tg}\,\alpha = K\frac{I_a}{T}\,. \quad (1\text{-}27)$$

Prin urmare, *densitățile de curent dintre perie și cele două lamele sînt egale între ele și constante în tot timpul comutației.*

Dacă f.e.m. de autoinducție nu este echilibrată de f.e.m. de rotație, comutația nu va mai fi liniară ca în cazul precedent și relația dintre curentul i din secțiunea în comutație și timpul t va fi reprezentată printr-o curbă oarecare, a cărei formă depinde de raportul dintre cele două f.e.m. induse în secțiune.

Dacă în timpul comutației f.e.m. de autoinducție este mai mare decît f.e.m. de rotație ($e_L > e_v$), ea va înfrîna variația curentului în secțiunea în comutație și procesul comutării va avea o aparență de încetinire. În acest caz comutația se numește *întîrziată* și curba de variație a curentului i în funcție de timpul t are forma arătată în fig. 1-26. Din această curbă (linia plină) se vede că din cauza efectului de înfrînare produs de f.e.m. de autoinducție, la începutul perioadei de comutație curentul i din secțiune variază mai încet decît în cazul comutației liniare (linia punctată), cînd e_L și e_v se echilibrau reciproc. Spre exemplu, pentru $t = \frac{T}{2}$ curentul i nu a ajuns încă la zero și atinge această valoare mult mai tîrziu.

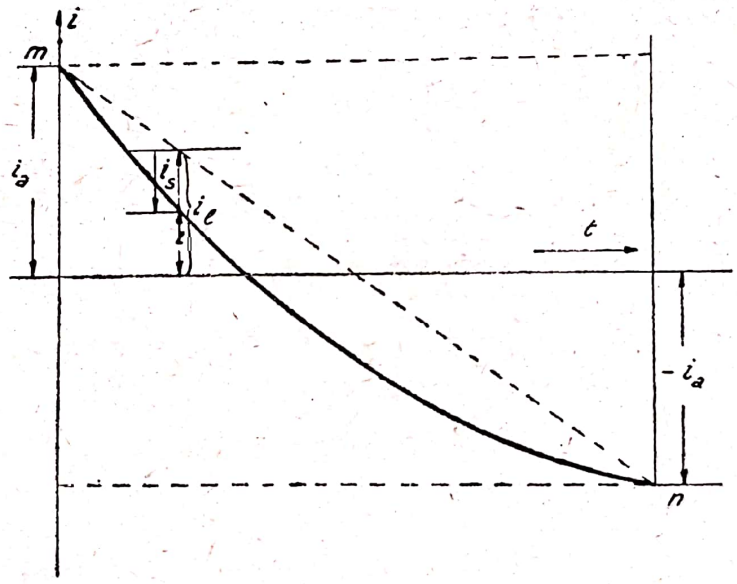


Fig. 1-27. Curba de variație a curentului în secțiunea în comutație în cazul comutației accelerate ($e_L < e_v$)

În cazul comutației întîrziate, densitatea curentului dintre perie și lamele nu mai este constantă în decursul perioadei de comutație. Să luăm, ca și în cazul precedent, un moment oarecare t și să determinăm densitatea de curent sub cele două lamele. Vom avea (fig. 1-26), sub lamela *1*,

$$\delta_1 = \frac{i_1}{F_1} = \frac{i_1}{\text{const} \cdot t} = \frac{ab}{\text{const} \cdot db} = K \cdot \text{tg}\,\alpha_1 \cdot \qquad (1\text{-}28)$$

La fel, sub lamela *2*, densitatea de curent va fi

$$\delta_1 = \frac{i_2}{F_2} = \frac{i_2}{\text{const} \cdot (T - t)} = \frac{bc}{\text{const} \cdot cn} = K \cdot \text{tg}\,\alpha_2 \cdot \qquad (1\text{-}29)$$

Unghiurile α_1 şi α_2 diferă între ele şi depind de poziţia punctului respectiv pe curbă; rezultă că densităţile de curent δ_1 şi δ_2 sînt diferite şi variază de la un moment la altul. După cum se vede din figură, α_2 este totdeauna mai mare decît α_1 şi atinge maximul pentru $t = T$, adică la sfîrşitul comutaţiei. Rezultă că densitatea de curent sub lamela *2* este tot timpul mai mare decît sub lamela *1* şi atinge maximul atunci cînd lamela părăseşte peria. Marginea de fugă a periei se va supraîncărca cu curent şi între perie şi lamela *2* pot să apară scîntei.

Dacă, invers, în timpul comutaţiei f.e.m. de rotaţie este mai mare decît f.e.m. de autoinducţie ($e_v > e_L$), ea va accelera procesul de comutaţie. Vom avea în acest caz ceea ce numim o *comutaţie accelerată*. Curba de variaţie a curentului i din secţiunea în comutaţie are forma curbei reprezentate în fig. 1-27.

Ca şi în cazul precedent, densitatea curentului sub perie este neuniformă, de data aceasta mai mare sub lamela *1* şi mai mică sub lamela *2*, căci în acest caz vom avea tot timpul $\alpha_1 > \alpha_2$. Unghiul α_1 atinge maximul în momentul cînd $t = 0$, deci la începutul perioadei de comutaţie. Urmează că marginea de atac a periei va fi tot timpul supraîncărcată de curent. Densitatea curentului sub perie atinge maximul la începutul comutării secţiunii, iar între lamela *1* şi perie pot să apară scîntei.

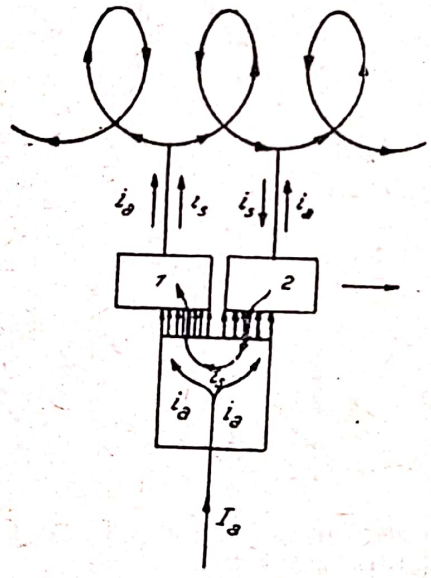


Fig 1-28. Inchiderea prin perie a curentului suplementar i_s în cazul comutaţiei întîrziate

După cum rezultă din examinarea fig. 1-26 şi 1-27, în cazul general cînd $e_v \neq e_L$ curentul i din secţiunea în comutaţie poate fi considerat ca suma a doi curenţi şi anume: a curentului de comutaţie liniară i_l care ar parcurge secţiunea dacă în valoare absolută $e_v = e_L$, şi a unui curent suplementar i_s, adică

$$i = i_l + i_s.$$

Curentul i_s este pozitiv în cazul comutaţiei întîrziate şi negativ în cazul celei accelerate. Deformarea curbei de curent de la forma liniară se datoreşte

acestui curent suplementar, care se suprapune peste curentul liniar. Valoarea curentului suplementar depinde de următorii doi factori:

1) valoarea f.e.m. rezultante în secția scurtcircuitată, dată de $e = e_L - e_v$ (presupunem că f.e.m. e_v este opusă f.e.m. e_L);

2) valoarea r_p a rezistenței de contact între perie și lamelele colectoare (în ipoteza că neglijăm celelalte rezistențe ale circuitului secțiunii în scurtcircuit). Prin urmare

$$i_s = \frac{e_L - e_v}{r_p} \cdot \qquad (1\text{-}30)$$

Curentul suplementar i_s se închide prin perie, așa cum se arată în fig. 1-28 pentru cazul comutației întîrziate. Aceasta face ca densitatea curentului între perie și lamele să fie neuniformă, mai mare sub o lamelă decît sub cealaltă, ceea ce duce la apariția scînteilor la colector.

Prin urmare, procesul comutării se face în condiții cu atît mai bune cu cît i_s este mai redus.

Din relația (1-30) rezultă că pentru a se reduce valoarea curentului i_s, deci pentru a se asigura mașinii de c.c. o funcționare fără scîntei la colector, avem la dispoziție următoarele procedee:

a) mărirea rezistenței r_p de contact dintre perie și lamelă, b) decalarea periilor și c) polii auxiliari.

a) Mărirea rezistenței de contact r_p

În scopul măririi acestei rezistențe, la construcțiile actuale de mașini se folosesc perii de cărbune, a căror rezistență de contact este mai mare decît a periilor de cupru, acestea din urmă folosindu-se numai la mașinile de joasă tensiune.

La viteze mici sau medii de rotație se folosesc perii de cărbune grafitat, care se șlefuiesc bine pe colector. În cazul unor viteze mari de rotație și a unor densități ridicate de curent, se utilizează perii de grafit. Periile de grafit prezintă o rezistență de contact ridicată, a cărei valoare descrește cu densitatea curentului de perie.

Asupra rezistenței de contact a periilor mai au influență, între altele, presiunea periilor pe colector (rezistența este cu atît mai mică cu cît peria este mai apăsată pe colector), starea suprafeței colectorului (în cazul oxidării acestuia, rezistența crește) etc.

b) Decalarea periilor

Din relația (1-30) rezultă că valoarea curentului suplementar i_s depinde de rezultanta $e_L - e_v$, fiind nul atunci cînd această rezultantă este zero, adică atunci cînd cele două f.e.m. sînt egale și de sens opus.

Forța e.m. de autoinducție e_L tinde să mențină curentul în secțiunea în comutație la valoarea pe care a avut-o pînă în momentul comutării. Prin urmare, sensul acestei f.e.m. coincide cu sensul curentului din calea de curent a înfășurării din care făcea parte secțiunea pînă la comutare. Ținînd seama că în mașina funcționînd ca generator sensul curentului dintr-o cale oarecare de curent coincide cu sensul f.e.m. induse în acea cale, rezultă că pentru ca f.e.m. de rotație indusă în secțiune să aibă un sens invers f.e.m. de autoinducție, trebuie ca secțiunea în comutație să se găsească într-un cîmp de polaritate

opusă cîmpului în care se găsea înainte de comutare. Aceasta se poate realiza, în cazul generatorului, prin decalarea periilor în sensul de rotație al mașinii, dincolo de linia neutră fizică.

La funcționarea mașinii ca motor sensul curentului din oricare cale de curent este opus sensului f.e.m. induse în acea cale de curent (vezi paragraf. 1-18). Urmează deci că, în acest caz, pentru ca f.e.m. de rotație să se opună f.e.m. de autoinducție trebuie ca ea să aibă același sens pe care îl avea f.e.m. indusă în secțiune înainte de comutare. Din această cauză, secțiunea în comutație trebuie să se găsească într-un cîmp de aceeași polaritate ca și pînă la comutație. Realizăm aceasta decalînd periile în sens opus mișcării de rotație a motorului, dincolo de linia neutră fizică.

c) Polii auxiliari

Multă vreme decalarea periilor a constituit singurul mijloc, mai eficace, de ameliorare a comutației. Sistemul prezintă însă neajunsuri importante. Pe lîngă faptul că decalarea periilor produce o reducere a f.e.m. a mașinii prin amperspirele longitudinale demagnetizante, această decalare trebuie să fie ea însăși variabilă cu sarcina.

Intr-adevăr, f.e.m. de autoinducție e_L, potrivit relației (1-24), este proporțională cu sarcina mașinii. Pentru compensarea ei este necesar ca și f.e.m. de rotație e_v să varieze proporțional cu sarcina. Prin urmare, pentru fiecare sarcină a mașinii trebuie să se așeze periile în poziția pentru care cele două f.e.m. se compensează și această poziție a periilor variază cu sarcina mașinii.

În cazul fluctuațiilor brusce și mari ale sarcinii, deplasarea periilor este imposibilă și, de aceea, pentru a înlătura aceste neajunsuri, în mașinile moderne se aplică un mijloc mai practic de îmbunătățire a comutației și anume *polii auxiliari*.

Polii auxiliari sînt așezați pe axele neutre geometrice ale mașinii, între polii principali. Ei dau naștere unui cîmp magnetic local, care induce în secțiunea în comutație o f.e.m. de rotație egală și opusă f.e.m. de autoinducție. Această din urmă f.e.m. fiind proporțională cu sarcina mașinii, pentru ca f.e.m. de rotație să o compenseze pentru oricare încărcare a mașinii este necesar ca și f.e.m. de rotație, care este proporțională cu fluxul magnetic al polilor auxiliari (la care se mai adaugă și fluxul provenit din răsucirea fluxului principal), să varieze proporțional cu curentul indus. Pentru aceste motive înfășurarea de excitație a polilor auxiliari se leagă în serie cu înfășurarea indusului și este parcursă de întregul curent de sarcină I_a, iar miezurile polilor auxiliari se dimensionează astfel încît saturația lor, în timpul funcționării în sarcină a mașinii, să fie mică (inducția lor să nu depășească 7 000-8 000 gauss), adică polii auxiliari să funcționeze pe porțiunea liniară a curbei de magnetizare.

În cazul utilizării polilor auxiliari, periile se așază pe colector astfel ca mănunchiurile secțiunilor scurtcircuitate în comutare să fie așezate pe axa neutră geometrică, sub mijlocul polilor auxiliari.

În fig. 1-29, este reprezentat modul de succesiune al polilor auxiliari față de cei principali în funcție de sensul de rotație și caracterul mașinii (generator sau motor).

În cazul funcționării mașinii ca generator, pentru a se obține în secțiunea în comutație o f.e.m. de rotație opusă f.e.m. de autoinducție, este necesar ca

această secțiune ieșind de sub un pol principal de o anumită polaritate să intre sub un pol auxiliar de polaritate opusă; în cazul funcționării ca motor, secțiunea în comutație ieșind de sub un pol principal de anumită polaritate trebuie să intre sub un pol auxiliar de aceeași polaritate. Prin urmare, în cazul generatorului polul auxiliar are o polaritate opusă polului principal pe care îl urmează în sensul de rotație a indusului, iar la motor el are aceeași polaritate ca și polul principal pe care îl urmează în sensul de rotație a indusului.

Schimbarea polarității polilor auxiliari la funcționarea mașinii ca gene-

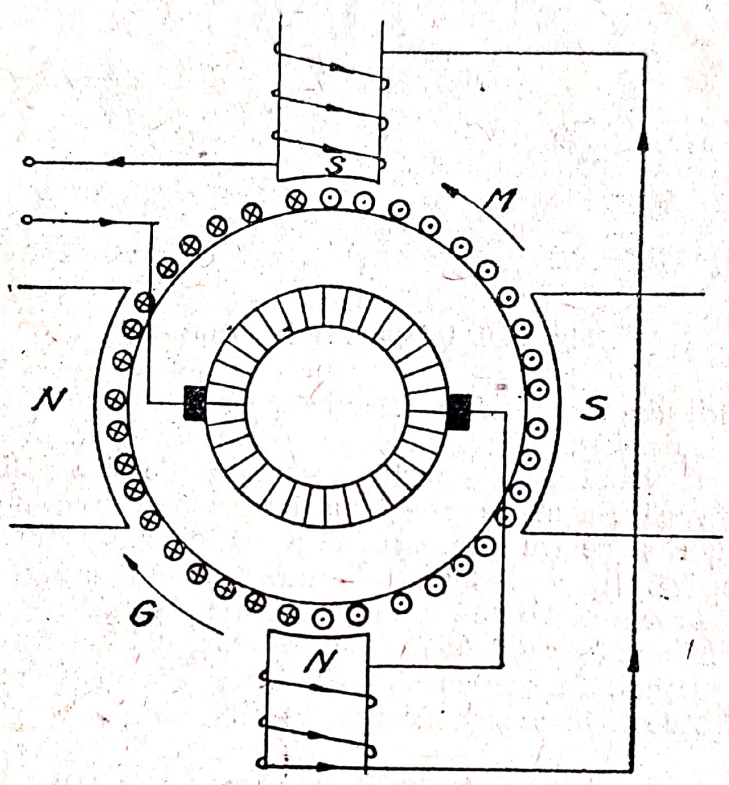


Fig. 1-29. Schema așezării polilor auxiliari ai mașinii de c. c.

rator sau ca motor se face automat, prin schimbarea sensului curentului în înfășurările lor.

Pe lîngă ameliorarea comutației, utilizarea polilor auxiliari asigură mașinii o serie de avantaje constructive. Mașinile cu poli auxiliari admit o inducție magnetică a circuitului inductor principal mai ridicată și o densitate a curentului indus mai mare. Aceasta permite o reducere a secțiunii circuitului magnetic al mașinii și al înfășurării induse, ceea ce ieftinește mașina. O mașină de construcție modernă cu poli auxiliari este mai ușoară ca greutate și cu circa 20% mai ieftină decît o mașină fără poli auxiliari, de aceeași putere.

La mașinile de curent continuu a căror sarcină variază brusc și neregulat, cum sînt motoarele de macarale, de ascensoare, de laminoare etc., la generatoarele care deservesc asemenea motoare, la motoarele cu un reglaj larg de viteză și al căror sens de rotație se schimbă des, cum sînt motoarele mașinilor de extracție, se merge mai departe în privința asigurării unei funcționări fără

scîntei la colector întrebuințîndu-se, pe lîngă poli auxiliari, și *înfășurări de compensație*.

O asemenea înfășurare este așezată în crestături speciale, amenajate în piesele polare, și este legată în serie cu înfășurarea indusului, așa fel încît amperspirele sale să fie de sens opus amperspirelor indusului (fig. 1-30).

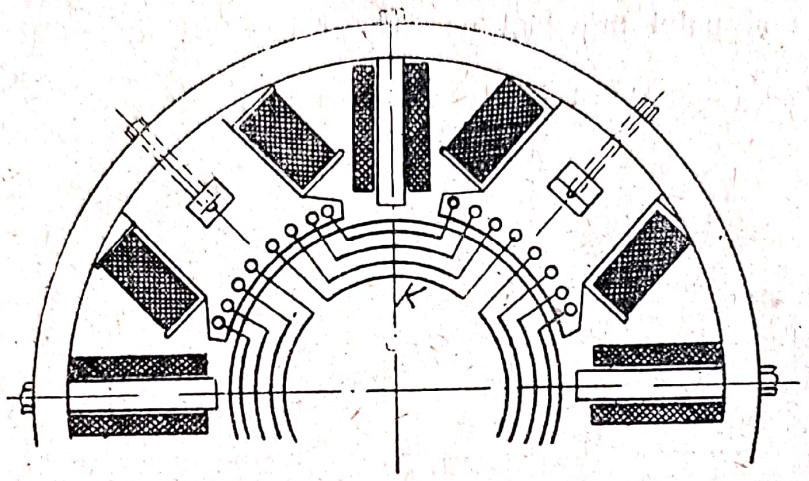


Fig. 1-30. Înfășurarea de compensație

Rolul înfășurării de compensație este de a compensa reacția transversală a indusului pe care polii auxiliari nu o pot compensa decît în zona comutației. Prin acțiunea simultană a înfășurării de compensație și a polilor auxiliari, se poate considera că fluxul de reacție a indusului este compensat pe toată periferia rotorului și pentru orice sarcină a mașinii axa neutră fizică coincide cu cea geometrică. În consecință, înfășurarea de compensație împiedică, în mare măsură, formarea scînteilor la perii și, în special, apariția la supra-sarcini a așa numitului *cerc de foc* pe colector, mărind astfel siguranța de funcționare a mașinii. În schimb ea complică și scumpește mașina, de aceea nu este utilizată decît în cazuri strict necesare.

B. GENERATORUL DE CURENT CONTINUU

1-9. Puterile și cuplul generatorului de curent continuu

Generatorul de curent continuu transformă energia mecanică, primită de la motorul primar care îl antrenează, în energie electrică.

Dacă notăm cu E f.e.m. în sarcină a mașinii, cu U tensiunea la borne, cu I_a curentul indus și cu r_a rezistența circuitului indus, între aceste mărimi avem următoarea relație numită *ecuația de echilibru a f.e.m.*

$$E = U + r_a I_a \cdot \tag{1-31}$$

Înmulțind această relație cu I_a, obținem ecuația de bilanț al puterilor electrice din mașina generatoare

$$E I_a = U I_a + r_a I_a^2 \cdot \tag{1-32}$$

În această relație termenul $E I_a$ se numește *puterea electromagnetică* a generatorului și reprezintă puterea electrică totală produsă de mașină;

termenul $U I_a$ se numește *puterea electrică* a generatorului și este puterea disponibilă la bornele indusului, iar termenul $r_a I_a^2$ este puterea pierdută prin efect Joule-Lenz în indusul generatorului.

Puterea electromagnetică, pe care o notăm cu P, este egală cu puterea mecanică primită de la motorul primar care antrenează generatorul sub forma unui cuplu motor și a unei viteze unghiulare de rotație, deci poate fi exprimată prin relația

$$P = E I_a = M \Omega , \tag{1-33}$$

în care M reprezintă cuplul generatorului, iar Ω este viteza sa unghiulară de rotație.

Dacă notăm cu n viteza (turația) mașinii în rot/min, viteza unghiulară de rotație în radiani pe secundă este dată de relația

$$\Omega = 2\pi \frac{n}{60} .$$

Înlocuind pe Ω cu această valoare și ținînd seama că $E = \frac{p}{a} N \frac{n}{60} \Phi$, relația (1-33) devine

$$2\pi \frac{n}{60} M = \frac{p}{a} N \frac{n}{60} \Phi I_a ,$$

de unde scoatem valoarea cuplului în newtonmetri cînd Φ este măsurat în weberi

$$M = \frac{p N}{2\pi a} \Phi I_a . \tag{1-34}$$

Pentru a avea cuplul în kilogrammetri, împărțim relația precedentă prin 9,81 și obținem

$$M = \frac{p N}{9{,}81 \cdot 2\pi a} \Phi I_a , \tag{1-34 a}$$

sau

$$M = K_M \Phi I_A , \tag{1-34 b}$$

dacă notăm

$$K_M = \frac{p N}{9{,}81 \cdot 2\pi a} .$$

Sub această formă, cuplul generatorului poartă numele de *cuplu electromagnetic*.

Cuplul electromagnetic al generatorului este un cuplu rezistent; el se opune cuplului motor al mașinii primare care antrenează generatorul. Aceasta

rezultă clar din examinarea fig. 1-31, în care săgeata *1* reprezintă sensul de rotație a generatorului, deci sensul cuplului motorului primar care antrenează generatorul.

Sensul curenților induși, dat de regula mîinii drepte, este cel arătat în figură. Conductoarele active parcurse de curenți și aflate în cîmpul magnetic inductor sînt supuse unor forțe electromagnetice al căror sens este dat de-

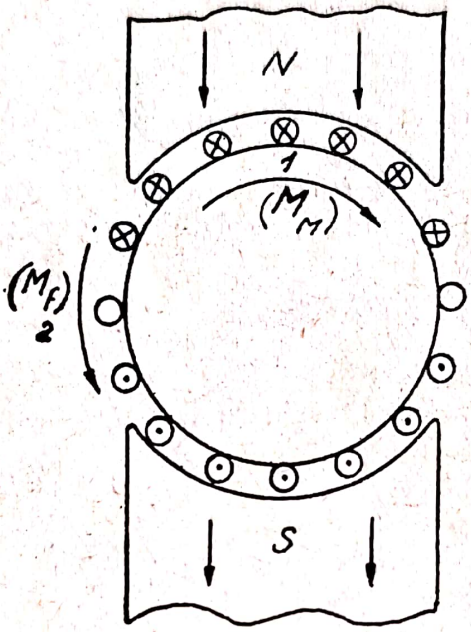


Fig. 1-31. Sensul cuplului motorului primar care antrenează generatorul (*1*) și sensul cuplului electromagnetic al generatorului (*2*)

regula mîinii stîngi. Luînd momentul acestor forțe față de axul geometric al mașinii se obține cuplul electromagnetic al generatorului, al cărui sens este dat de săgeata notată cu *2*. După cum se vede, acest cuplu acționează invers decît cuplul primar, constituind astfel cuplul rezistent al mașinii.

Cuplul mecanic al motorului primar trebuie să acopere, în afară de cuplul electromagnetic care apare în generator odată cu sarcina I_a și care, la Φ constant, crește liniar cu sarcina [relația (1-34)], și cuplul de funcționare în gol a generatorului. Acest din urmă cuplu, pe care îl notăm cu M_0, corespunde pierderilor de mers în gol ale mașinii de c.c. și anume pierderilor prin histerezis și curenți Foucault (curenți turbionari) și pierderilor mecanice (prin frecări mecanice și ventilație). După cum vom arăta mai tîrziu, pierderile de mers în gol rămîn aceleași și în sarcină, dacă tensiunea la bornele generatorului și viteza sa rămîn constante. Prin urmare, notînd cu M_M cuplul mecanic al motorului primar, vom avea, la viteza constantă a grupului electrogen, următoarea ecuație de *echilibru între cupluri*

$$M_M = M_0 + M \cdot \qquad (1\text{-}35)$$

Membrul al doilea al relației precedente reprezintă *cuplul total rezistent* sau *de frînare* pe care generatorul în sarcină îl opune mașinii primare. Dacă

notăm suma $M_0 + M$ cu M_f, ecuația de echilibru între cupluri la viteză constantă devine

$$M_M = M_f \cdot \qquad (1\text{-}35\,a)$$

Cînd curentul de sarcină I_a al generatorului crește, conform relației (1-34) crește cuplul M, deci crește cuplul de frînare M_f. Motorul primar este frînat și viteza lui scade, ceea ce are drept consecință intrarea în acțiune a regulatorului său de viteză, care mărește admisia fluidului motor și puterea motorului primar crește pînă ce face față noii sarcini mărite. Viteza gurpului se restabilește și, odată cu ea, se restabilește echilibrul exprimat prin relația (1-35).

Cînd curentul de sarcină I_a al generatorului scade, cuplul de frînare M_f scade odată cu M, deci M_M devine mai mare decît M_f; mașina primară accelerează și regulatorul său de viteză intervine din nou, de data aceasta reducînd admisia.

1-10. Clasificarea generatoarelor de curent continuu

Curentul de excitație al generatoarelor de curent continuu, care produce fluxul lor inductor, poate proveni de la o sursă de energie străină, de pildă de la o baterie de acumulatoare sau de la un alt generator de curent continuu, sau poate fi produs chiar de generatorul respectiv. În primul caz generatorul se numește cu *excitație separată* sau *independentă* (fig. 1-32 *a*), iar în al doilea caz, cu *excitație proprie* sau cu *autoexcitație* (fig. 1-32 *b*, *c* și *d*).

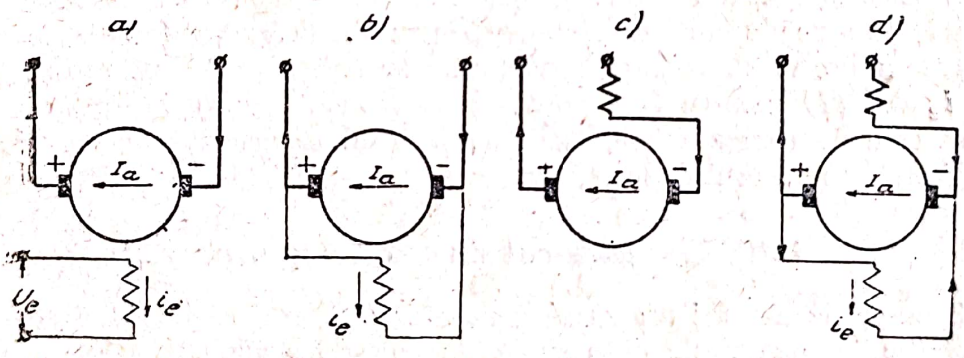


Fig. 1-32. Schemele de principiu ale excitațiilor generatoarelor de c. c.: *a)* excitație separată; *b)* excitație derivație; *c)* excitație serie; *d)* excitație compound

Generatoarele autoexcitate se împart, după modul de legare a înfășurării de excitație cu bornele principale ale mașinii, în următoarele trei clase:

1) *generatoare cu excitație derivație, paralel* sau *șunt*, la care înfășurarea de excitație este legată în derivație la bornele principale ale mașinii (fig. 1-32 *b*);

2) *generatoare cu excitație serie*, la care înfășurarea de excitație este legată în serie cu înfășurarea indusului și este parcursă de curentul debitat de mașină (fig. 1-32 *c*);

3) *generatoare cu excitație compound sau mixtă*, care sînt prevăzute cu două înfășurări de excitație, una în derivație și cealaltă în serie cu indusul (fig. 1-32 *d*).

Notînd cu I_a curentul care trece prin indusul mașinii și care la generator reprezintă curentul total produs, cu i_e curentul de excitație care trece prin înfășurarea inductoare în derivație a mașinii și cu I curentul de sarcină debitat de mașină în rețea, vom avea:

— la mașina cu excitație independentă: $I_a = I$;
— la mașina cu excitație derivație $I_a = I + i_e$;
— la mașina cu excitație serie $I_a = I = i_e$.

1-11. Caracteristicile generatoarelor de curent continuu

Proprietățile unei mașini electrice pot fi puse în evidență cu ajutorul unor curbe care exprimă relațiile dintre două mărimi variabile oarecare ale mașinii cînd celelalte mărimi rămîn constante. Asemenea curbe poartă numele de *caracteristici* ale mașinii.

La generatoarele electrice de curent continuu prezintă interes următoarele caracteristici:

a) *Caracteristica de mers în gol.* Exprimă modul cum variază f.e.m. indusă în mașină în funcție de excitație, mașina funcționînd în gol (fără sarcină), cu viteză constantă. Caracteristica în gol reprezintă deci funcțiunea $E_0 = f\ (i_e)$, pentru $n = \text{const}$ și $I = 0$;

b) *Caracteristica externă.* Exprimă modul cum variază tensiunea la bornele mașinii în funcție de curentul debitat, la viteză constantă și excitație constantă. Ea reprezintă funcțiunea $U = f\ (I)$, pentru $n = \text{const}$ și $i_e = \text{const}$ (sau pentru rezistența circuitului de excitație constantă);

c) *Caracteristica de reglaj.* Arată modul cum trebuie variată excitația mașinii în funcție de curentul debitat pentru ca, la viteză de rotație constantă, tensiunea la borne să rămînă constantă. Această caracteristă reprezintă funcțiunea $i_e = f\ (I)$, pentru $U = \text{const}$ și $n = \text{const}$.

In cele ce urmează vom examina pe rînd caracteristicile de funcționare, după tipul generatorului respectiv.

1-12. Generatorul cu excitație separată

Schema de montaj a acestui generator este arătată în fig. 1-33. Circuitul de excitație, alimentat de la o sursă de energie străină, este prevăzut cu un reostat R_c (reostatul de cîmp), pentru variația curentului de excitație i_e, și cu un ampermetru A_2, pentru măsurarea acestui curent.

La bornele indusului este legat circuitul de utilizare. Tensiunea produsă se măsoară cu voltmetrul V, iar curentul de sarcină, cu ampermetrul A_1.

a) Caracteristica de mers în gol

Se antrenează generatorul la viteza normală de funcționare cu circuitul de excitație întrerupt ($i_e = 0$) și cu circuitul de utilizare deconectat. Voltmetrul V va indica o f.e.m. egală cu 2-5% din tensiunea nominală U_n. Această f.e.m. este produsă de fluxul corespunzător magnetismului remanent al polilor mașinii și poate fi zero cînd mașina este lipsită de magnetism remanent.

Dacă se închide circuitul de excitație (după ce cursorul reostatului de cîmp a fost pus la maximum de rezistență) se obține valoarea minimă a curentului de excitație, căruia îi corespunde o mărire a fluxului inductor peste-

fluxul remanent și deci o creștere a f.e.m. Mărind treptat curentul de excitație cu ajutorul reostatului de cîmp, se obține creșterea f.e.m. a mașinii. Dacă se notează pe un sistem de axe de coordonate rectangulare variația f.e.m., se obține curba *1* din fig. 1-34.

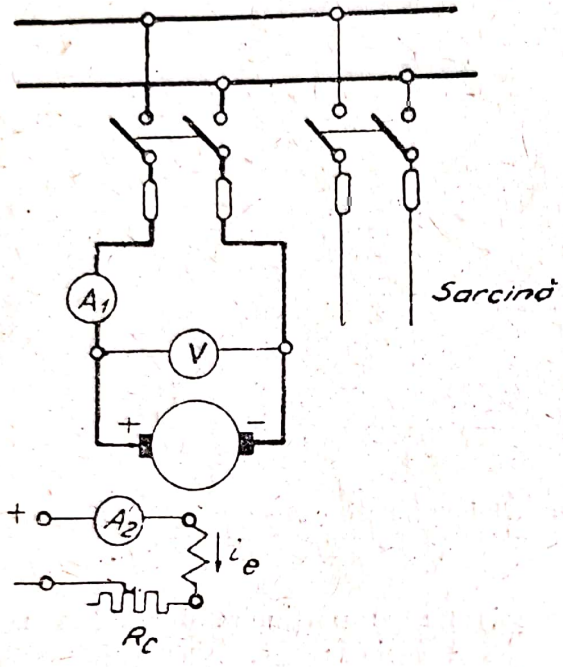


Fig. 1-33. Schema de montaj a generatorului cu excitație separată

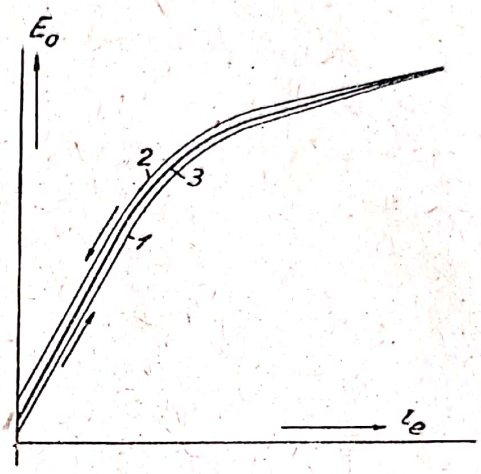


Fig. 1-34. Caracteristicile de mers în gol ale generatorului cu excitație separată: *1*, caracteristica ascendentă; *2*, caracteristica descendentă; *3*, caracteristica medie

Cînd f.e.m. ajunge la o valoare maximă oarecare (de pildă $E_0 = 1{,}25\ U_n$), se scade treptat curentul de excitație pînă la zero; odată cu excitația scade și f.e.m. indusă în mașină. Se constată că pentru aceleași valori ale curentului de excitație f.e.m. obținute la scăderea acestuia sînt mai mari decît cele obținute la creșterea curentului de excitație (curba *2* din fig. 1-34). Această constatare se explică prin fenomenul de histerezis care apare în fierul circuitului magnetic al mașinii.

Deoarece din încercarea mașinii se obțin două curbe distincte, una la creșterea, cealaltă la scăderea excitației, se ia drept caracteristică în gol a mașinii media celor două curbe (curba *3* din fig. 1-34).

Caracteristica în gol reprezintă, la altă scară, curba de magnetizare a mașinii dacă ținem seama că, la viteza $n = \text{const}$, $E = K_E n \Phi \equiv \Phi$ și că fluxul Φ este proporțional cu inducția. Ca orice curbă de magnetizare, caracteristica în gol este formată din trei părți distincte:

1) porțiunea inițială rectilinie pentru care circuitul magnetic al mașinii este nesaturat, inducția fiind încă redusă;

2) porțiunea superioară a curbei, în pantă ușoară, care corespunde unor inducții ridicate, pentru care circuitul magnetic al mașinii este saturat;

3) partea de racordare a celor două porțiuni anterioare, așa numitul „cot" al caracteristicii, în care circuitul magnetic al mașinii este semisaturat.

Poziția pe caracteristica în gol a punctului de funcționare A (fig. 1-35) corespunzător f.e.m. induse în condiții nominale de funcționare ($E_n = U_n + r_a I_{an}$) ne permite să apreciem gradul de stabilitate a tensiunii generatorului în sarcină și să stabilim limitele între care putem regla această tensiune.

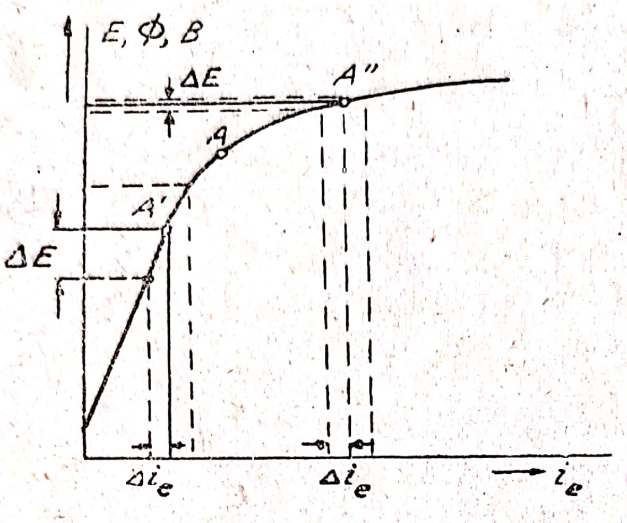


Fig. 1-35. Poziția punctului de funcționare pe caracteristica de mers în gol

Dacă punctul de funcționare A se găsește pe porțiunea dreaptă a caracteristicii, de exemplu în punctul A', o mică variație Δi_e a curentului de excitație provoacă o variație importantă ΔE a f.e.m., deci și a tensiunii la borne. Un astfel de generator nu poate fi utilizat pentru alimentarea receptoarelor de energie electrică din cauza variației mari a tensiunii la bornele sale.

Dacă însă punctul de funcționare A corespunzător condițiilor nominale se găsește dincolo de cotul curbei, de exemplu în A'', pe porțiunea în pantă lină a caracteristicii în gol, pentru aceeași variație Δi_e a curentului de excitație variațiile de tensiune sînt cu mult mai reduse și generatorul funcționează stabil; în schimb, reglajul tensiunii în această regiune a caracteristicii se face mai greu, căci necesită o variație apreciabilă a curentului de excitație, din cauza saturației circuitului magnetic. În afară de aceasta, o astfel de mașină ar fi mai scumpă, deoarece ea ar necesita o cantitate de cupru mai mare (un număr mai ridicat de spire ale excitației) pentru obținerea fluxului inductor necesar. De aceea, la generatoarele normale punctul A, corespunzător tensiunii nominale, se găsește, de regulă, pe cotul caracteristicii de mers în gol.

b) Caracteristica externă

In practică se pune mare preț pe stabilitatea tensiunii generatorului în timpul funcționării sale. Într-adevăr, funcționarea normală a receptoarelor de energie electrică (lămpi cu incandescență, electromotoare etc.) este posibilă numai atunci cînd li se aplică o tensiune constantă. De aceea tensiunea la bornele generatoarelor obișnuite trebuie să varieze cît mai puțin posibil cu sarcina. Relația $U = f(I)$, care leagă tensiunea la borne de curentul de sarcină, la viteza de rotație constantă și la excitație constantă a generatorului cu excitație separată, poartă, după cum am arătat, numele de *caracteristică externă*.

Caracteristica externă poate fi ridicată în următoarele două moduri:

1) Generatorul este antrenat la viteza sa nominală și excitat pînă cînd tensiunea la mersul în gol atinge valoarea nominală, adică $U_0 = U_n$. După aceasta stabilim legătura cu circuitul de sarcină prin închiderea întrerupătorului bipolar și mărim treptat sarcina, de la zero pînă la sarcina nominală, curentul de excitație rămînînd neschimbat.

Vom constata că tensiunea la bornele mașinii scade pe măsură ce sarcina crește. Se obține astfel caracteristica externă, care are forma din fig. 1-36.

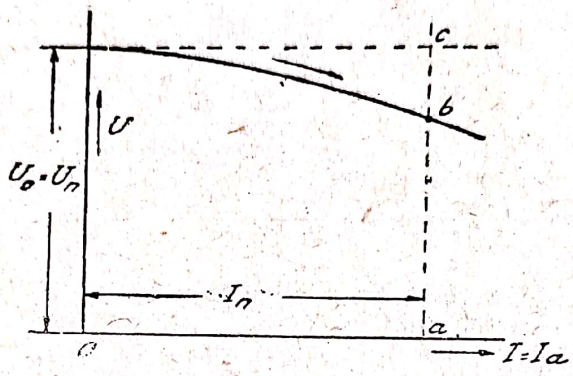


Fig. 1-36. Caracteristica externă a generatorului cu excitație separată ridicată la creșterea sarcinii

Dacă notăm cu U tensiunea corespunzătoare sarcinii I_n, căderea de tensiune este dată de relația

$$\Delta u\% = \frac{U_n - U}{U_n} 100 = \frac{bc}{ac} 100 \quad , \qquad (1\text{-}36)$$

și poartă numele de *cădere nominală procentuală de tensiune.*

Caracteristica externă ridicată în aceste condiții ne permite să ne dăm seama de modul cum se comportă, față de sarcină, generatorul excitat și lăsat fără reglaj electric al tensiunii.

Căderea nominală procentuală de tensiune, la mașinile normale cu poli auxiliari, este de 8-12%, cifra mai mică referindu-se la generatoarele de putere mare.

2) Se antrenează generatorul la viteza sa nominală și se reglează excitația la valoarea care ne dă, la sarcina nominală I_n a mașinii, tensiunea nominală U_n la borne. După aceasta, păstrînd viteza și excitația constante, se descarcă complet generatorul. Tensiunea la bornele mașinii va crește și va deveni, pentru $I = 0$, egală cu U_0 (fig. 1-37).

Creșterea de tensiune, dată de relația

$$\Delta' u\% \frac{U_0 - U_n}{U_n} 100\% = \frac{bc}{Ob} 100\% \quad , \qquad (1\text{-}37)$$

se numește *creșterea nominală procentuală de tensiune.*

La mașinile normale, cu poli auxiliari, creșterea nominală procentuală de tensiune este de 5-8%, cifra mai mică referindu-se la generatoarele de mare putere.

STAS-ul 1893-50 prevede drept mărime caracteristică a generatorului *variația nominală de tensiune* care survine la trecerea mașinii de la sar-

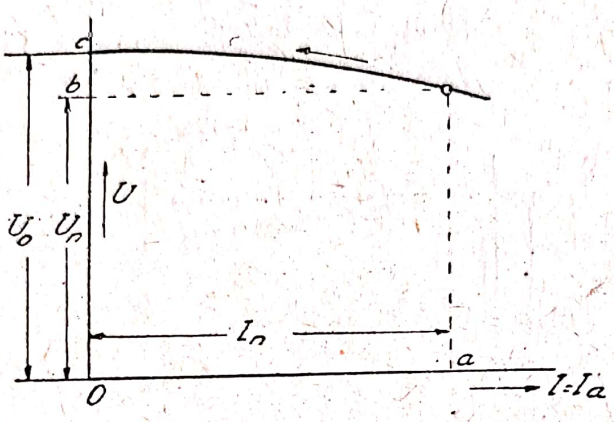


Fig. 1-37. Caracteristica externă a generatorului cu excitație separată ridicată la scăderea sarcinii

cina și tensiunea nominală, la mersul în gol, adică ceea ce am definit mai sus drept creșterea nominală procentuală a tensiunii. Aceste considerații asupra căderii și creșterii procentuale de tensiune se aplică și generatorului derivație.

Reducerea tensiunii la bornele indusului în funcție de sarcină este provocată de următoarele două cauze:

1) reacția magnetică a indusului, care micșorează fluxul inductor și deci f.e.m. în sarcină cu atît mai mult, cu cît sarcina mașinii este mai mare;

2) creșterea căderii de tensiune $r_a I$ în indusul mașinii, care se scade din f.e.m. indusă în sarcină pentru a da tensiunea la borne.

Deci tensiunea la borne este dată de expresia

$$U = E - r_a I ,$$

în care E reprezintă f.e.m. în sarcină a mașinii care, din cauza reacției indusului, este mai mică decît f.e.m. în gol E_0, corespunzătoare aceleiași excitații.

c) Caracterisitica de reglaj

Să stabilim din nou tensiunea nominală la bornele mașinii, la viteza nominală de rotație și la sarcina zero, și să variem acum sarcina de la zero pînă la sarcina nominală, menținînd viteza constantă. Pentru fiecare valoare a sarcinii se reglează excitația mașinii cu ajutorul reostatului de cîmp în așa fel, încît tensiunea la borne să rămînă constantă și egală cu U_n.

Se obține caracteristica de reglaj a mașinii $i_e = f(I)$, pentru $U = \text{const}$ și $n = \text{const}$, care are forma din fig. 1-38. Ea ne indică cum trebuie să reglăm curentul de excitație pentru a obține o tensiune constantă la bornele mașinii, cînd sarcina variază. Cu ajutorul acestei caracteristici se alege reostatul de cîmp al generatorului.

Dacă notăm cu i_{eo} excitaţia maşinii la mersul în gol şi cu i_{en} excitaţia la sarcina nominală I_n, ambele excitaţii corespunzînd tensiunii şi vitezei nominale a maşinii, raportul

$$\Delta i_{en}{}^0/_0 = \frac{i_{en} - i_{eo}}{i_{eo}} 100 \qquad (1\text{-}38)$$

reprezintă *creşterea nominală procentuală* a curentului de excitaţie.

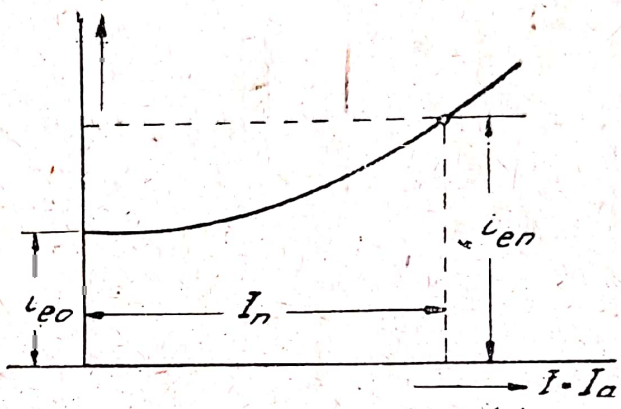


Fig. 1-38. Caracteristica de reglaj a generatorului cu excitaţie separată

Exemplul 1-1. Un generator de curent continuu cu excitaţia separată debitează pe o reţea a cărei rezistenţă este $R_r = 1{,}15\ \Omega$, tensiunea la borne a generatorului fiind de 230 V. Cunoscînd că rezistenţa circuitului indus al maşinii este $r_a = 0{,}08\ \Omega$, că viteza de rotaţie $n = 1\,200$ rot/min şi că maşina are 492 conductoare active şi o înfăşurare buclată simplă ($2a = 2p$) se cere: a) f.e.m. necesară, b) fluxul corespunzător acestei f.e.m., c) puterea electromagnetică şi d) cuplul electromagnetic.

Soluţia: a) Se aplică relaţia (1-31), în care $I_a = I = \frac{U}{R_r} = \frac{230}{1{,}15} =$ $= 200$ A,

$$E = U + r_a I_a = 230 + 0{,}08 \cdot 200 = 246 \text{ V} ;$$

b) fluxul se obţine din relaţia (1-19)

$$\Phi = \frac{E}{N} \cdot \frac{2a}{2p} \cdot \frac{60}{n} = \frac{246}{492} \cdot 1 \cdot \frac{60}{1200} = \frac{1}{40} = 2{,}5 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} = 2{,}5 \cdot 10^6 \text{ maxwelli} ;$$

c) se aplică relaţia (1-32)

$$P = E I_a = 246 \cdot 200 = 49\,200 \text{ W} = 49{,}2 \text{ kW} ;$$

d) se aplică relaţia (1-34)

$$M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = \frac{492}{2\pi} 2{,}5 \cdot 10^{-2} \cdot 200 = 391{,}7 \text{ Nm} = 40 \text{ kgm} .$$

1-13. Generatorul cu excitație derivație

Schema de conexiuni a generatorului cu excitație derivație este reprezentată în fig. 1-39. Circuitul de excitație este alimentat chiar de indusul

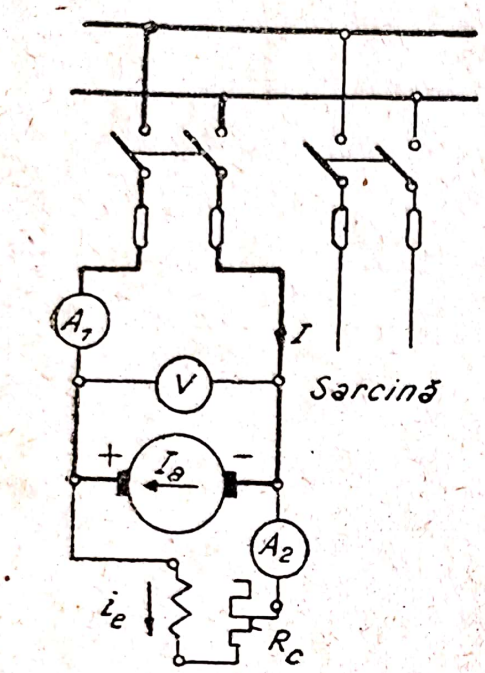


Fig. 1-39. Schema de conexiuni a generatorului cu excitație derivație

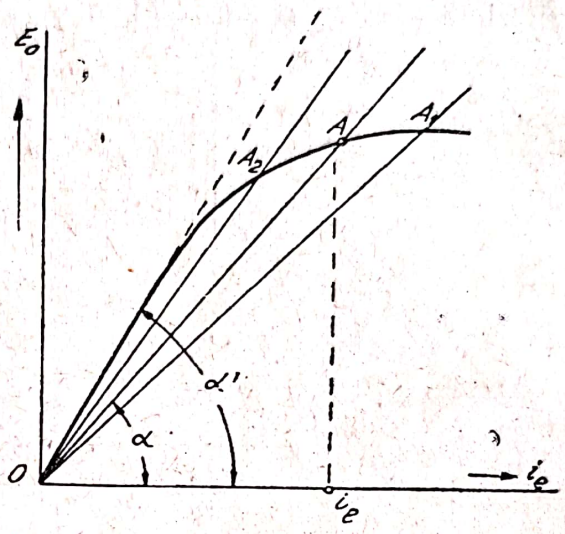


Fig. 1-40. Variația înclinării dreptei caracteristice a excitației

mașinii, înfășurarea de excitație, reostatul de cîmp și ampermetrul respectiv fiind legate în serie și alimentate în paralel de la bornele indusului.

Rezistența r_a a circuitului indus este de ordinul zecimilor de ohm la mașinile mici și a sutimilor de ohm la cele de putere mare, iar rezistența r_e a înfășurării inductoare (înfășurarea de excitație) este de ordinul zecilor de ohmi.

a) Procesul de prindere a mașinii

În fig. 1-40 am reprezentat caracteristica în gol a unui generator derivație și în A un punct oarecare de funcționare a mașinii. Să construim dreapta care trece prin origina O și punctul A și să notăm cu α unghiul pe care această dreaptă îl face cu axa absciselor.

Mașina fiind autoexcitată, curentul produs la mersul în gol nu este zero, ca în cazul mașinii cu excitație separată, ci este egal cu i_e, curentul de excitație. Neglijînd căderea ohmică produsă de acest curent în indusul mașinii, putem scrie pentru punctul A (și în general pentru orice punct de funcționare al mașinii) că valoarea curentului de excitație este dată de expresia

$$i_e = \frac{E_0}{r_e + R_c},$$

în care E_0 este f.e.m. corespunzătoare punctului A, r_e, rezistența constantă a bobinajului de excitație, iar R_c, rezistența variabilă a reostatului de cîmp, corespunzătoare punctului de funcționare A.

Din relația precedentă rezultă egalitatea

$$r_e + R_c = \frac{E_o}{i_e} = \frac{S_E}{S_i} \operatorname{tg} \alpha = \text{const} , \qquad (1\text{-}39)$$

în care S_E este scara f.e.m. în V/cm și E_i, scara curentului în A/cm.

Prin urmare, *rezistența totală a circuitului de excitație al mașinii este dată (la o anumită scară) de tangenta unghiului pe care îl face dreapta care trece prin origine și prin punctul de funcționare, cu axa absciselor.*

Dreapta OA, a cărei ecuație este $E_o = (r_e + R_c)\, i_e$, poartă numele de *dreapta caracteristică a excitației.*

Dacă mărim excitația mașinii reducînd rezistența reostatului de cîmp, conform relației (1-39) unghiul α se micșorează și punctul de funcționare se deplasează de pildă în A_1. Dacă micșorăm excitația mărind rezistența reostatului de cîmp, unghiul α se mărește și punctul de funcționare se deplasează de pildă în A_2. Cînd dreapta caracteristică a excitației devine paralelă cu porțiunea dreaptă a caracteristicii în gol, punctul de funcționare cade la zero și mașina se desprinde. Dacă notăm cu α' unghiul pe care dreapta caracteristică a excitației îl face, în acest din urmă caz, cu axa

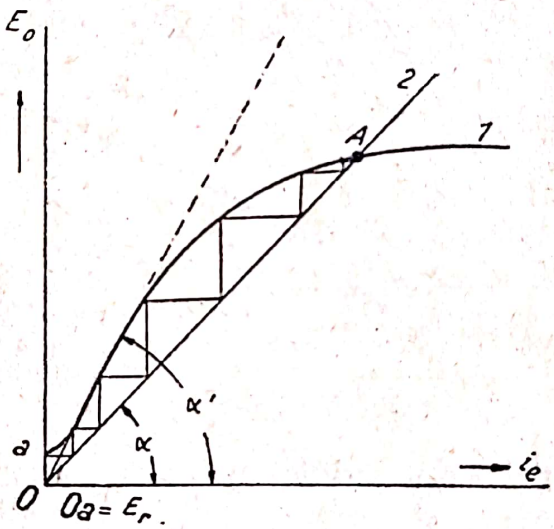


Fig. 1-41. Diagrama de prindere a generatorului derivație

absciselor, rezistența totală a circuitului de excitație corespunzătoare acestui unghi poartă numele de *rezistența critică a excitației.*

Pentru ca mașina derivație să se poată autoexcita (să se poată prinde), ea trebuie să aibă un magnetism remanent, rămas de la o funcționare anterioară. Procesul de *prindere* sau de *amorsare* a mașinii este arătat în fig. 1-41, în care curba *1* reprezintă caracteristica în gol a mașinii, iar *2*, dreapta caracteristică a excitației pentru o valoare dată a rezistenței circuitului de excitație. S-a notat în figură cu E_r f.e.m. produsă de magnetismul remanent și cu A punctul de funcționare a mașinii.

Pentru ca mașina să se prindă trebuie ca legăturile circuitului de excitație cu bornele mașinii să fie făcute așa fel încît fluxul produs de prima valoare a curentului de excitație, corespunzătoare f.e.m. dată de fluxul re-

manent, să se adauge acestui flux și să-l întărească. Dacă aceasta nu are loc, atunci trebuie să se inverseze legăturile dintre indus și circuitul de excitație.

Din figură se vede că prinderea mașinii se face numai dacă $\operatorname{tg}\alpha < \operatorname{tg}\alpha'$, adică dacă rezistența totală a circuitului de excitație este mai mică decît rezistența critică a excitației.

b) Caracteristica de mers în gol

Se poate ridica atît cu excitație separată, cît și cu excitație derivație. În acest din urmă caz reducerea rezistenței reostatului de cîmp, în scopul măririi excitației, micșorează unghiul α al dreptei caracteristice, deci înclină această dreaptă. Cînd $\alpha = \alpha'$, mașina se prinde și, fără să mai acționăm asupra reostatului de cîmp, f.e.m. crește de la E_r pînă la f.e.m. corespunzătoare punctului de prindere A_1 (fig. 1-42). Prin urmare, în cazul excitației

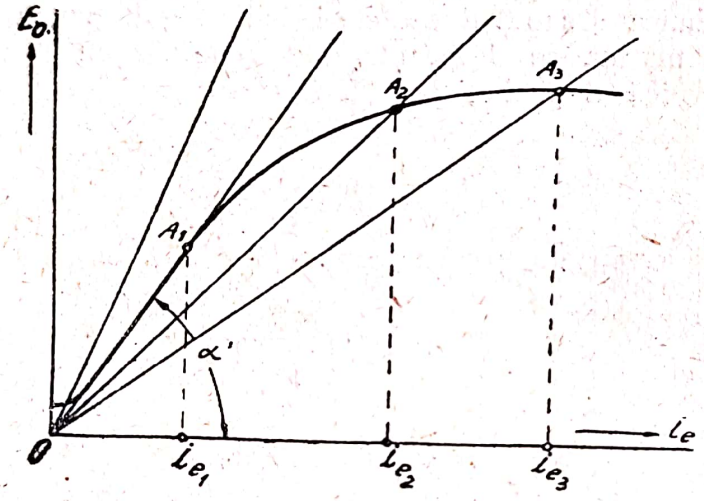


Fig. 1-42. Ridicarea caracteristicii de mers în gol a generatorului derivație

derivație, nu putem ridica caracteristica în gol decît pentru valori ale excitației mai mari decît excitația corespunzătoare rezistenței critice, adică de la punctul de prindere al mașinii în sus.

Dacă curentul de excitație coboară sub valoarea corespunzătoare rezistenței critice, mașina se desprinde.

c) Caracteristica externă

Această caracteristică, care reprezintă relația $U = f(I_a)$, se ridică la mașina derivație pentru $r_e + R_c = \text{const}$ și $n = \text{const}$.

Se antrenează generatorul la viteza sa nominală, care se menține constantă în cursul încercării, și se reglează excitația pînă ce se obține tensiunea nominală la bornele mașinii, circuitul de sarcină fiind întrerupt. Se conectează apoi mașina pe circuitul exterior și se variază sarcina de la zero la plină sarcină, menținîndu-se rezistența circuitului de excitație constantă. Se obține curba *1* din fig. 1-43. Rezultă deci o scădere de tensiune la borne, provocată de:

1) reacția magnetică a indusului care, reducînd fluxul generatorului, reduce f.e.m. produsă de acest flux ($E < E_0$);

2) căderea de tensiune $r_a I_a$ din indus;

3) descreşterea curentului de excitaţie prin reducerea tensiunii $U = E - r_a I_a$ aplicată circuitului de excitaţie, care antrenează o nouă scădere a lui E, deci a tensiunii U.

Prin urmare, *la acest tip de generator intervin trei cauze de scădere a tensiunii cu sarcina.*

În genere, la ridicarea la platformă a acestei caracteristici sîntem îngrădiţi de curentul maxim I_{max} (fig. 1-43) pe care îl poate suporta fără

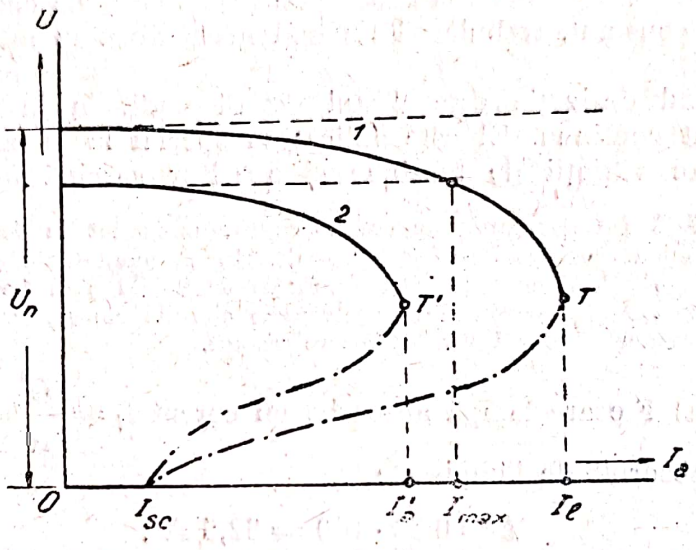


Fig. 1-43. Caracteristica externă a generatorului cu excitaţia în derivaţie

pericol indusul. Să presupunem însă că maşina ar putea suporta curenţi mai mari decît I_{max} şi să urmărim cum evoluează curba.

Valoarea curentului de sarcină este dată de relaţia

$$I = \frac{U}{R_r} = \frac{E - r_a I_a}{R_r}, \qquad (1\text{-}40)$$

în care R_r este rezistenţa variabilă a circuitului exterior.

Pînă în punctul T creşterea lui I datorită micşorării rezistenţei exterioare este mai mare decît reducerea lui provocată prin reducerea numărătorului relaţiei (1-40). De aci înainte, continuînd să micşorăm rezistenţa circuitului exterior, căderea de tensiune este atît de accentuată încît numărătorul relaţiei se reduce mai mult decît numitorul, iar curentul I descreşte după curba punct şi linie.

Punctul T este *punctul limită de funcţionare* stabilă a maşinii (limita de stabilitate), iar curentul respectiv I_l, *sarcină limită*. Sarcina limită este cu atît mai mică, cu cît se porneşte de la o tensiune de mers în gol mai redusă (curba 2 din fig. 1-43).

Cînd rezistenţa exterioară devine egală cu zero, înseamnă că bornele maşinii sînt puse în scurtcircuit. Tensiunea între borne fiind zero, curentul din circuitul de excitaţie se anulează şi curentul din indus, pe care îl notăm cu I_{sc} şi reprezintă *curentul de scurtcircuit* al maşinii, se limitează la o valoare relativ redusă, dată de forţa electromotoare produsă de magnetismul remanent şi de rezistenţa circuitului indus al maşinii ($I_{sc} = E_r/r_a$).

Căderea Δu de la mersul în gol la mersul în sarcină nominală reprezintă, la generatoarele derivație cu poli auxiliari, 10-15% din tensiunea nominală.

d) Caracteristica de reglaj

Este asemănătoare aceleia a generatorului cu excitație separată și se ridică la fel. Se deosebește puțin însă de aceasta din urmă prin faptul că se ridică mai repede în sus, deoarece la mașina derivație, pentru aceeași sarcină, căderea de tensiune fiind mai mare și sporul de excitație, pentru a-l menține pe U constant, trebuie să fie mai mare decît la mașina cu excitație independentă.

Generatorul derivație este destul de răspîndit în instalațiile producătoare de curent continuu. El este aplicat în special la instalații la care sînt admise oarecare variații de tensiune și a căror sarcină nu variază brusc.

Exemplul 1-2. Un generator de curent continuu, excitat în derivație, alimentează un circuit de iluminat compus din 150 lămpi de 110 V, montate în derivație. Rezistența indusului este de 0,12Ω, a circuitului de excitație de 95 Ω și a fiecărei lămpi de 200 Ω. Se cere: a) intensitatea curentului în diferitele circuite ale generatorului ; b) f.e.m. a generatorului; c) puterea dezvoltată în fiecare circuit.

Soluția: a) Fiecare lampă absoarbe un curent $I_l = \frac{U}{R} = \frac{110}{200} = 0{,}55$ A, deci curentul absorbit de lămpi este

$$I = 0{,}55 \cdot 150 = 82{,}5 \text{ A} ;$$

acest curent constituie sarcina utilă a generatorului.

Curentul în circuitul de excitație este

$$i_e = \frac{U}{R_e} = \frac{110}{95} = 1{,}16 \text{ A} .$$

Curentul din circuitul indus are ca valoare

$$I_a = I + i_e = 82{,}5 + 1{,}16 = 83{,}66 \text{ A} ;$$

b) f.e.m. a generatorului este

$$E = U + r_a I_a = 110 + 0{,}12 \cdot 83{,}66 = 120 \text{ V} ;$$

c) puterea utilă debitată în lămpi

$$P_2 = U I = 110 \cdot 82{,}5 = 9\,075 \text{ W} .$$

Puterea consumată în excitație

$$p_e = R_e i_e^2 = 95 \cdot 1{,}16^2 = 128 \text{ W} .$$

Puterea consumată în pierderi Joule-Lenz în indus

$$p_{Cu} = r_a I_a^2 = 0{,}12 \cdot 83{,}66^2 = 840 \text{ W} .$$

Puterea electromagnetică

$$P = E I = 120 \cdot 83{,}66 = P_2 + p_e + p_{Cu} \approx 10\,000 \text{ W} = 10 \text{ kW} .$$

Scanned with OKEN Scanner

1-14. Generatorul cu excitaţie serie

Schema de montaj a generatorului serie este reprezentată în fig. 1-44. Înfăşurarea inductoare (excitaţia) se face din sîrmă groasă, cu un număr

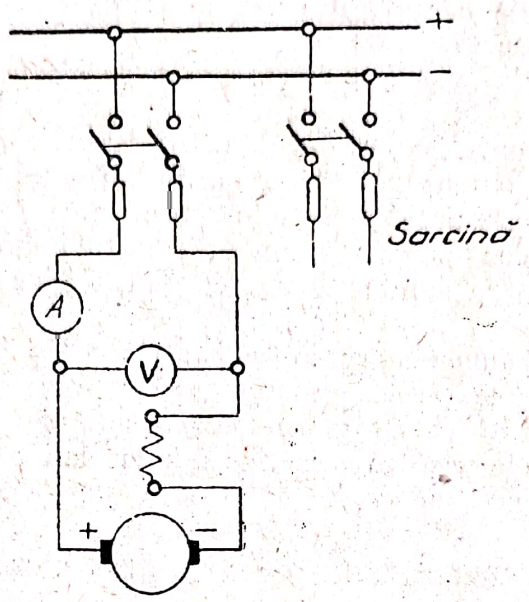


Fig. 1-44. Schema de montaj a generatorului cu excitaţie serie

relativ redus de spire, şi rezistenţa ei este de acelaşi ordin de mărime ca şi rezistenţa rotorului.

a) Caracteristica de mers în gol

Această caracteristică nu se poate ridica decît alimentînd înfăşurarea de excitaţie a maşinii de la o sursă separată (curba *1* din fig. 1-45).

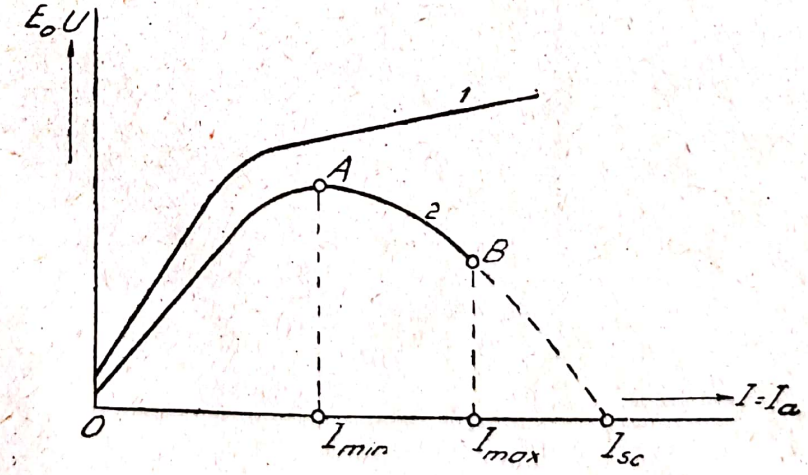


Fig. 1-45. Caracteristica de mers în gol (*1*) şi cea externă (*2*) a generatorului cu excitaţie serie

b) Caracteristica externă

Diferă esenţial de caracteristicile analoge ale maşinilor studiate. Ea are forma curbei *2* din fig. 1-45. Din *O* pînă în *A* creşterea tensiunii dato-

rită creșterii excitației (prin creșterea sarcinii I) este mai mare decît scăderea tensiunii produsă de căderea ohmică și reacția indusului. Din A mai departe lucrurile se petrec invers și U va scădea pînă la zero, cînd mașina este în scurtcircuit.

Pentru valori ale curentului cuprinse între 0 și I_{min}, mașina are un mers nestabil. Într-adevăr, dacă pentru un motiv oarecare curentul mașinii se mărește, aceasta determină o creștere a tensiunii la borne, ceea ce face să crească din nou curentul ș.a.m.d. pînă cînd punctul de funcționare ajunge în A. Dacă, din contră, dintr-o cauză oarecare curentul scade, aceasta antrenează o scădere a tensiunii la borne, deci o nouă reducere a curentului ș.a.m.d. și mașina se desprinde. Dincolo de valoarea I_{min} a sarcinii mașina are un mers stabil, deoarece dacă curentul dintr-un motiv oarecare ar tinde să crească, tensiunea la borne ar scade și astfel ar limita rapid această creștere.

Rezultă că tensiunea generatorului serie variază în limite largi cu sarcina mașinii. De aceea aceste generatoare sînt utilizate foarte rar și numai în scheme speciale. În trecut generatoarele serie au fost întrebuințate la transportul energiei electrice în curent continuu, sub curent constant și tensiune variabilă *(sistemul Thurry)*.

1-15. Generatoare cu excitație compound

Schema de montaj a acestui generator este redată în fig. 1-46.

În scopul obținerii unei tensiuni cît mai constantă la bornele mașinii cînd sarcina variază, generatorul compound este prevăzut cu o excitație de-

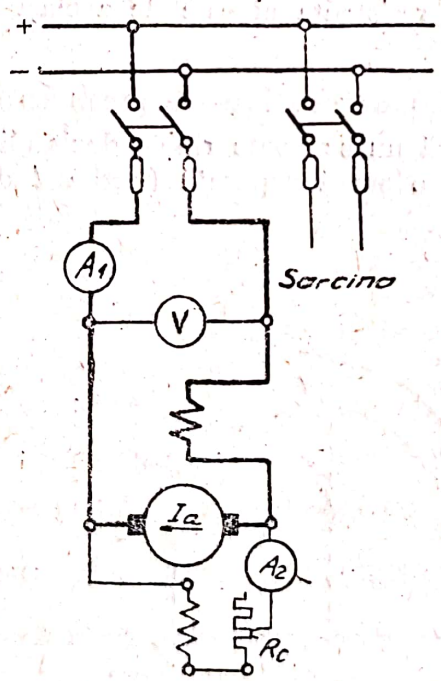


Fig. 1-46.. Schema de montaj a generatorului compound

rivație (care constituie excitația sa principală) și cu o excitație serie, formată dintr-un număr redus de spire (care constituie o excitație de corecție), al cărui flux se adaugă fluxului produs de excitația derivație.

a) Caracteristica de mers în gol

Nu se deosebește cu nimic de caracteristica în gol a generatorului derivație, deoarece, la mersul în gol al generatorului compound curentul său de sarcină fiind zero, înfășurarea serie nu intervine în procesul de excitație.

b) Caracteristica externă

Dacă suprimăm excitația serie și ridicăm caracteristica externă a mașinii, obținem caracteristica externă a unei mașini derivație (curba *1* din fig. 1-47). Dacă introducem acum și excitația serie va rezulta o mărire a flu-

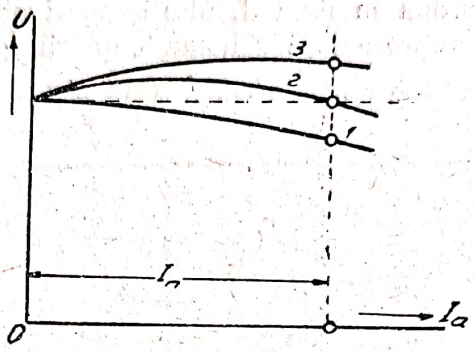


Fig. 1-47. Caracteristica externă a generatorului cu excitație compound

xului, deci o creștere a f.e.m. și caracteristica externă ia, de pildă, forma dată de curba *2* din fig. 1-47. Se vede că tensiunea la bornele generatorului rămîne practic constantă cu sarcina.

În cazul unui număr mai mare de spire ale excitației serie se poate obține o creștere cu sarcina a tensiunii la bornele mașinii (curba *3* din fig. 1-47). În acest caz, generatorul este *supracompoundat*.

c) Caracteristica de reglaj

Menținerea constantă a tensiunii la borne, atunci cînd variază sarcina la viteza constantă, se obține variind curentul de excitație din înfășurarea derivație. Caracteristica de reglaj $i_e = f(I_a)$ ne arată cum trebuie să efectuăm această variație. În fig. 1-48 este reprezentată caracteristica reglajului, corespunzătoare caracteristicii externe *2* din fig. 1-47.

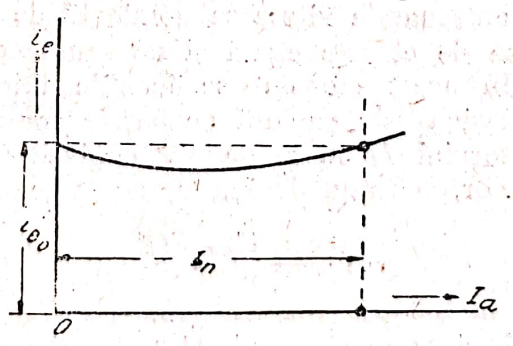


Fig. 1-48. Caracteristica de reglaj a generatorului cu excitație compound

Generatoarele compound sînt cele mai răspîndite generatoare de curent continuu. Ele sînt întrebuințate în rețelele cu tensiune constantă a căror sarcină variază brusc și des.

1-16. Cuplarea și mersul în paralel al generatoarelor cu excitație derivație

Funcționarea simultană a două sau mai multe generatoare legate la barele unei centrale electrice constituie ceea ce numim *mersul în paralel* al generatoarelor, iar legarea unui grup electrogen la aceste bare se numește *cuplarea generatorului*.

Centralele electrice dispun, de regulă, de mai multe grupuri electrogene care sînt puse și scoase din funcțiune după cerințele rețelei. Cînd puterea cerută centralei depășește capacitatea grupurilor aflate în funcțiune, se conectează, pentru a funcționa în paralel, alte grupuri electrogene ale centralei.

In fig. 1-49 este reprezentată schema cuplării generatoarelor derivație.

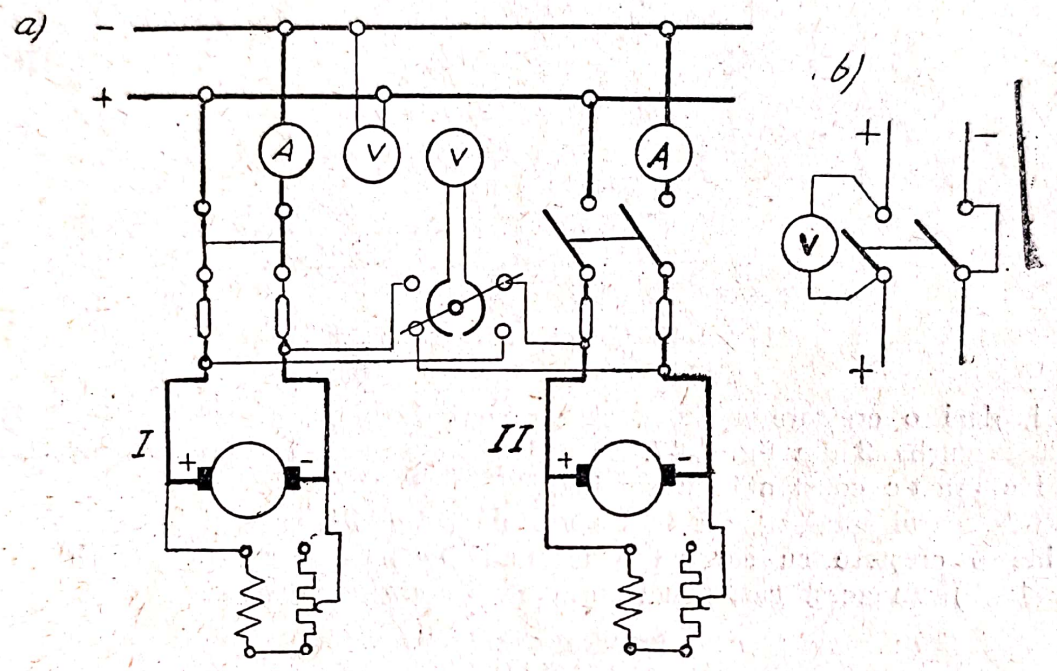


Fig. 1-49. Schema funcționării în paralel a generatorului cu excitație derivație

Să presupunem că puterea cerută de rețea întrece capacitatea generatorului *I* și este nevoie să se cupleze în paralel generatorul *II*. În acest scop acesta din urmă este antrenat la viteza sa nominală de rotație și excitat pînă cînd f.e.m. E_2 produsă de el este egală și de semn contrar cu tensiunea U a barelor centralei. In acest moment se închide întrerupătorul bipolar al acestui generator și mașina este cuplată pe barele comune.

F.e.m. a generatorului *II* în momentul cuplării fiind egală și în opoziție cu tensiunea barelor, curentul debitat de acest generator

$$I_{a2} = \frac{E_2 - U}{r_{a2}} \qquad (1\text{-}41)$$

este zero. Pentru a încărca generatorul *II* trebuie, conform relației (1-41), să mărim f.e.m. E_2, ceea ce se obține mărind excitația acestui generator. In modul acesta, variind f.e.m. ale generatoarelor cuplate în paralel se poate varia intensitatea curentului debitat de ele, adică se poate trece sarcina de la un generator la celălalt.

La această repartiţie a sarcinii între generatoare tensiunea barelor centralei trebuie să rămînă constantă. Pentru a satisface această condiţie în cazul a două maşini (fig. 1-49), simultan cu încărcarea generatorului *II* trebuie micşorată puţin f.e.m. a generatorului *I*, care în modul acesta se descarcă, trecînd parte din sarcina sa generatorului *II*.

Sarcina totală debitată pe reţea se distribuie dela sine între generatoarele legate în paralel după forma caracteristicilor lor externe. Dacă caracteristicile externe sînt identice, sarcina se distribuie în mod egal între generatoarele respective. Dacă caracteristicile diferă, generatorul la care căderea de tensiune este mai mică se încarcă mai mult decît generatoarele la care căderea de tensiune este mai mare.

In fig. 1-50 este arătat cazul a două generatoare de aceeaşi putere, funcţionînd în paralel şi avînd caracteristici externe diferite şi anume generatorul cu caracteristica notată cu *2* prezintă o cădere de tensiune mai mică decît generatorul cu caracteristica notată cu *1*. Se vede că la aceeaşi tensiune nominală U_n comună la bare primul generator se încarcă cu o sarcină I_2 mai mare decît sarcina I_1 a celuilalt generator.

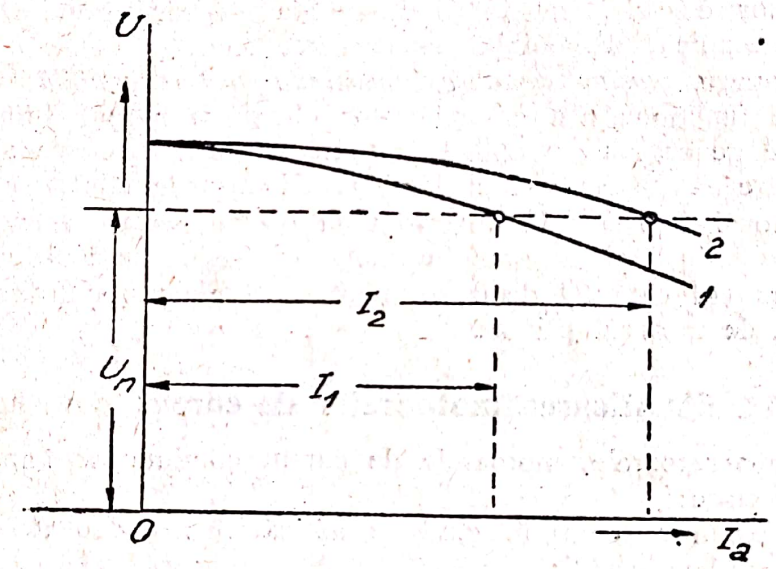


Fig. 1-50. Repartizarea sarcinii între două generatoare cuplate în paralel potrivit caracteristicilor lor externe

Cînd cuplăm pentru prima oară un generator nou instalat sau după o reparaţie a acestuia, înainte de a închide întrerupătorul trebuie să verificăm dacă bornele lui au fost legate corect, adică dacă borna pozitivă a generatorului corespunde cu borna pozitivă a barelor. În acest scop se procedează în modul următor: două borne ale întrerupătorului bipolar sînt legate între ele printr-un conductor, iar celelalte două sînt legate la un voltmetru, aşa cum se arată în fig. 1-49 *b*. Cînd legăturile sînt făcute corect, f.e.m. a maşinii este în opoziţie cu tensiunea *U* a barelor şi voltmetrul nu indică nimic. Dacă însă bornele generatorului nu corespund cu bornele de acelaşi nume ale barelor, f.e.m. a maşinii şi tensiunea barelor au acelaşi sens şi voltmetrul va indica suma lor, deci dublul tensiunii generatorului.

Operaţia decuplării generatorului se face invers şi anume se descarcă generatorul pe care vrem să-l decuplăm micşorîndu-i f.e.m. prin reducerea

excitației sale. Cînd curentul debitat ajunge la zero, generatorul este complet descărcat și se poate deschide întrerupătorul de legătură cu barele colectoare.

Cuplarea și decuplarea grupurilor electrogene ale unei centrale se face în așa fel încît grupurile în funcțiune să lucreze cît mai aproape de sarcinile pentru care randamentul lor este optim.

C. MOTORUL DE CURENT CONTINUU

1-17. Reversibilitatea mașinii de curent continuu

Să presupunem că alimentăm generatorul de curent continuu, reprezentat în fig. 1-31, cu energie electrică de la o sursă străină, după ce, în prealabil, l-am desprins de la motorul primar care îl antrenează, și că sensul curenților în conductoarele active ale mașinii precum și sensul cîmpului inductor rămîne același ca la funcționarea ca generator. Regula mîinii stîngi ne arată că asupra conductoarelor rotorului vor acționa forțe electromagnetice, al căror moment față de axul mașinii va produce un cuplu în sensul săgeții *2*, și rotorul se va pune în mișcare. Mașina funcționează acum ca motor electric, transformînd energia electrică primită de la rețea în energie mecanică, disponibilă la arborele său.

Prin urmare, *mașina de curent continuu este reversibilă*, adică aceeași mașină poate funcționa atît ca generator cît și ca motor. Principiul reversabilității este general și se aplică la toate mașinile electrice a căror funcționare se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice.

Cu ajutorul figurii 1-31 observăm că pentru același sens al curentului în înfășurarea indusă și al cîmpului inductor mașina se învîrtește ca motor în sens invers (săgeata *2)* decît se învîrtea ca generator (săgeata *1)*, cînd era antrenată de motorul primar.

1-18. Clasificarea motoarelor de curent continuu

Ca și generatoarele, motoarele de curent continuu se împart în următoarele patru clase:

— cu excitație separată, cînd se aplică excitației o tensiune diferită de aceea aplicată indusului;
— cu excitație derivație;
— cu excitație serie;
— cu excitație compound sau mixtă.

Motoarele cu excitație separată se utilizează foarte rar și numai în agregate speciale.

1-19. Cuplul de rotație și f.e.m. a motorului de curent continuu

a) Cuplul de rotație

După cum s-a arătat în par. 1-17, cuplul mașinii care funcționează ca motor este același ca și cuplul electromagnetic al mașinii care funcționează ca generator și, dacă curenții în indus și în inductor își păstrează același sens, se păstrează același și sensul cuplului în cele două regimuri de funcționare ale mașinii.

Analitic identitatea între cele două cupluri se demonstrează determinînd valoarea cuplului mașinii care funcționează ca motor și comparînd rezultatul cu cel obținut pentru mașina care funcționează ca generator.

Dacă notăm cu $B\delta$ valoarea medie a inducției în întrefierul motorului, forța electromagnetică care acționează asupra conductorului activ al înfășurării induse (fig. 1-51), este dată, conform relației (6-4) din vol. I, de expresia

$$F_{em} = B\delta\, l\, i_a \ ,$$

în care l reprezintă lungimea conductorului, iar i_a curentul în conductor.

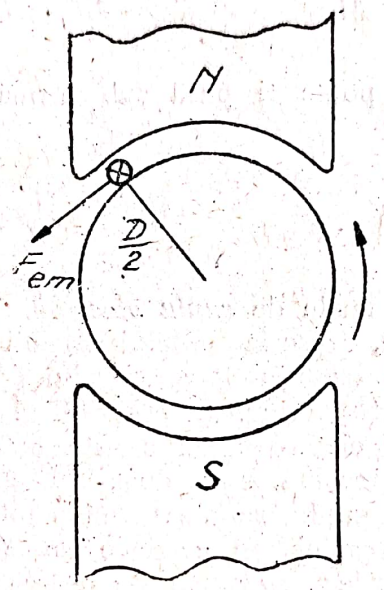


Fig. 1-51. Determinarea cuplului electromagnetic al motorului de c. c.

Notînd cu D diametrul rotorului, cuplul M_c produs de forța care acționează asupra conductorului este

$$M_c = F_{em} \cdot \frac{D}{2} = B_\delta\, l\, i_a \frac{D}{2} \ . \qquad (1\text{-}42)$$

Valoarea medie a inducției în întrefier este dată de relația $B\delta = \frac{\Phi}{\tau l}$, în care τ este pasul polar al mașinii, egal cu $\frac{\pi D}{2p}$. Prin urmare

$$B_\delta = \frac{2p\Phi}{\pi D l} \ . \qquad (1\text{-}43)$$

Introducînd această expresie a lui $B\delta$ în relația (1-42) și ținînd seama că $i_a = \frac{I_a}{2a}$, se obține

$$M_c = \frac{p\Phi}{2\pi a} I_a \ .$$

Cuplul total de rotație al mașinii cu N conductoare va fi

$$M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a \cdot$$

Dacă în relațiile precedente B_δ este exprimat în weberi/m² și lungimile în m, Φ rezultă în weberi și valoarea în newtonmetri a cuplului este

$$M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a \,, \qquad (1\text{-}44)$$

iar în kgm,

$$M = \frac{pN}{9{,}81 \cdot 2\pi a} \Phi I_a \cdot \qquad (1\text{-}44\,a)$$

Relația precedentă poate fi pusă sub forma

$$M = K_M \Phi I_a \,, \qquad (1\text{-}44\,b)$$

dacă notăm

$$K_M = \frac{pN}{9{,}81 \cdot 2\pi a} \cdot$$

Cuplul M poartă numele de *cuplu electromagnetic* sau *cuplu de rotație* al motorului. Prin urmare, expresia cuplului mașinii care funcționează ca motor este identică cu expresia cuplului generatorului [relația (1-34)], ceea ce era de așteptat avînd în vedere caracterul reversibil al mașinii de curent continuu.

La motoare cuplul electromagnetic este însă un cuplu de rotație, un cuplu motor produs de mașină, spre deosebire de generatoare unde cuplul electromagnetic este un cuplu rezistent, un cuplu de frînare.

Prin funcționarea mașinii se produce un mic cuplu rezistent propriu al mașinii, cuplul de pierderi, provocat de rezistențele de frecare în paliere, de frecarea periilor pe colector, de ventilație și de pierderile prin histerezis și curenți turbionari în circuitul magnetic al mașinii. Acest cuplu, același în gol ca și în sarcină căci el depinde numai de viteză și de tensiunea aplicată mașinii, se numește *cuplu de mers în gol* al motorului și îl notăm, ca și la generator, cu M_0. Notînd cu M_2 cuplul util la arborele motorului, vom avea *ecuația de echilibru a cuplurilor* în regim stabil de funcționare

$$M = M_0 + M_2 \cdot \qquad (1\text{-}45)$$

b) Forța electromotoare a motorului

Conductoarele active ale rotorului deplasîndu-se în cîmpul magnetic inductor, se induc în ele f.e.m. de inducție care, întocmai ca la generator, dau între perii o f.e.m. totală E. Deoarece la același sens al fluxului și al curentului indus mașina se învîrtește ca motor în sens invers decît ca generator, rezultă că f.e.m. indusă în motor are un sens contrar decît îl avea în mașina funcționînd ca generator; ea se opune tensiunii U aplicată mașinii, deci curentului din indus produs de U. Pentru acest motiv f.e.m. indusă în motor poartă numele de *forță contraelectromotoare* (f.c.e.m.).

Valoarea f.c.e.m. a motorului este, conform relației (1-19),

$$E = \frac{p}{a} N \frac{n}{60} \Phi$$

sau, conform relației (1-21),

$$E = K_E n \Phi \cdot$$

Tensiunea aplicată la bornele indusului trebuie să acopere f.c.e.m. și căderea ohmică în indus, *deci ecuația de echilibru a tensiunii aplicate motorului* este

$$U = E + r_a I_a \cdot \qquad (1\text{-}46)$$

Înmulțind ambii membri ai relației precedente cu I_a, obținem *ecuația bilanțului puterilor* care intervin în funcționarea motorului

$$U I_a = E I_a + r_a I_a^2,$$

în care UI_a este puterea consumată în indusul motorului, $r_a I_a^2$, pierderile Joule-Lenz în indus și $E I_a$, puterea electromagnetică a motorului, care se transformă în întregime în putere mecanică.

Dacă această din urmă putere se împarte cu viteza unghiulară de rotație, se obține cuplul electromagnetic al mașinii, dat de relația (1-44).

1-20. Pornirea motoarelor de curent continuu

Din relația (1-46) rezultă pentru curentul absorbit de indusul motorului expresia

$$I_a = \frac{U - E}{r_a}, \qquad (1\text{-}47)$$

în care U este tensiunea aplicată motorului, E f.c.e.m. și r_a rezistența indusului mașinii.

La pornire, cînd rotorul este încă în repaus deci viteza mașinii este zero, f.c.e.m. E este zero și, dacă s-ar cupla mașina direct la borne, din cauza rezistenței r_a care este foarte mică, curentul în indus ar atinge valori exagerate, periculoase pentru mașină. Se evită acest lucru plasîndu-se în circuitul principal al motorului, în serie cu indusul, un *reostat de pornire* R_p dimensionat în așa fel încît curentul maxim absorbit de indusul mașinii în momentul pornirii să fie dat de relația

$$I_{a\,max} = \frac{U}{r_a + R_{p\,max}} = (1{,}8 - 2{,}5)\, I_{an}, \qquad (1\text{-}48)$$

în care $R_{p\,max}$ este valoarea maximă a rezistenței reostatului de pornire, iar I_{an}, , curentul nominal în indus.

Îndată ce indusul începe să se învîrtească apare f.c.e.m. E_x a cărei valoare crește odată cu viteza și curentul din mașină se reduce la valoarea dată de expresia

$$I_{a\,px} = \frac{U - E_x}{r_a + R_{px}},$$

în R_{px} este valoarea variabilă a rezistenței reostatului de pornire corespunzătoare poziției manetei acestuia.

Pe măsură ce f.c.e.m. E_x crește, valoarea rezistenței reostatului intercalată în circuit este redusă treptat astfel încît mărimea curentului din indus să nu întrecă limita indicată de (1,8-2,5) I_{an}. Cînd viteza motorului ajunge la valoarea sa nominală, rezistența reostatului se reduce la zero și curentul absorbit scade la valoarea dată de relația (1-47), în care E este f.c.e.m. corespunzătoare vitezei nominale.

1-21. Viteza de rotație, procesul de funcționare și schimbarea sensului de rotație a motoarelor de curent continuu

Din relațiile (1-19) și (1-46) rezultă pentru viteza motorului de curent continuu expresia

$$n = \frac{U - r_a I_a}{K_E \Phi}, \qquad (1\text{-}49)$$

în care Φ este fluxul rezultant de sarcină al mașinii, deci inclusiv fluxul de reacție a indusului. Căderea de tensiune $r_a I_a$ fiind neglijabilă față de tensiunea U, urmează că viteza motorului de curent continuu este practic direct proporțională cu tensiunea aplicată indusului și invers proporțională cu fluxul magnetic.

Procesul de funcționare a motorului de curent continuu se desfășoară în modul următor:

O majorare a cuplului rezistent, impusă de regimul de lucru al mașinii antrenate de motor, provoacă o reducere a vitezei motorului, deci a f.c.e.m. E înduse în rotor. Conform relației (1-47), curentul absorbit va crește și va provoca astfel, potrivit relației (1-44), o creștere a cuplului motor pînă ce acesta atinge valoarea noului cuplu rezistent. După aceea motorul funcționează cu viteză constantă, în regim stabil, pînă ce intervine o nouă schimbare a cuplului rezistent.

Sensul de rotație a motorului fiind chiar sensul cuplului său electromagnetic, pentru a-l schimba trebuie schimbat sensul acestui cuplu. Valoarea cuplului fiind $M = K_M \Phi I_a$, urmează că trebuie să schimbăm fie sensul curentului I_a din indus, fie sensul fluxului magnetic Φ, deci al curentului de excitație; cu alte cuvinte, trebuie inversate conexiunile fie la indus, fie la inductor.

Dacă schimbăm simultan ambele conexiuni, se schimbă sensul ambilor curenți I_a și i_e, iar sensul cuplului, deci sensul de rotație a motorului rămîne același.

1-22. Caracteristicile motoarelor de curent continuu

Cele mai importante caracteristici ale motoarelor de curent continuu sînt: a) caracteristicile de funcționare și b) caracteristicile de reglaj.

a) Caracteristicile de funcționare

Aceste caracteristici reprezintă grafic relațiile care leagă viteza de rotație n, cuplul de rotație M, curentul din indus I_a și randamentul η de puterea utilă P_2 a motorului, adică relațiile analitice

$$n, M, I_a \text{ și } \eta = f\ (P_2),$$

pentru tensiune constantă aplicată la borne ($U = \text{const}$) și rezistență constantă a circuitului de excitație ($R_e = \text{const}$).

Adesea caracteristicile de funcționare ale motoarelor de curent continuu sînt ridicate în funcție de curentul I_a din indus. În acest caz, ele reprezintă relațiile analitice

$$n,\ M,\ P_2 \text{ și } \eta = f\ (I_a)\ ,$$

pentru aceleași condiții de mai sus.

Cu excepția randamentului, toate caracteristicile de funcționare depind de modul de excitație a motorului.

b) Caracteristicile de reglaj

Aceste caracteristici exprimă proprietățile motoarelor în ce privește reglajul vitezei lor de rotație. Ca și caracteristicile de funcționare, ele depind de modul de excitație a motorului.

1-23. Motorul cu excitație derivație

Schema de conexiuni a motorului derivație este reprezentată în fig. 1-52.

Circuitul de excitație fiind legat în paralel cu circuitul indus al mașinii, curentul total absorbit de motor din rețea este

$$I = I_a + i_e\ .$$

Reostatul de pornire R_p (fig. 1-52) și (1-53) are trei borne: o bornă L care are contact electric direct cu maneta reostatului și care se leagă la

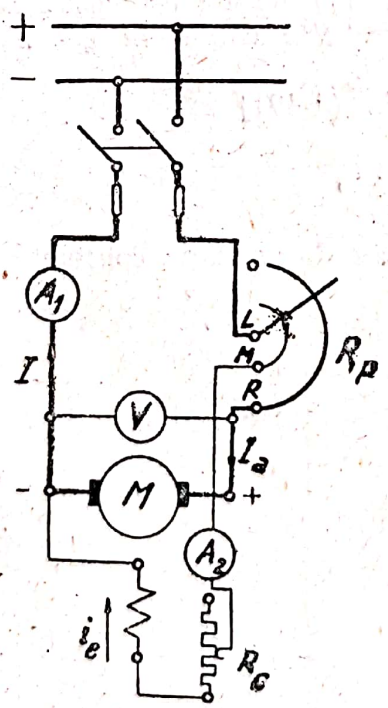


Fig. 1-52. Schema de montaj a motorului cu excitație derivație

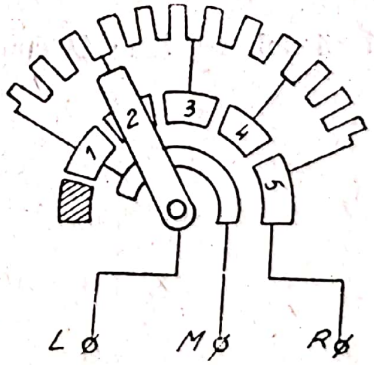


Fig. 1-53. Schema de principiu a reostatului cu trei borne

rețea; o bornă R care se leagă la indusul motorului și o bornă M care se leagă la înfășurarea inductoare, direct sau prin reostatul de cîmp.

Orice reostat de pornire este prevăzut cu un contact liber, de întrerupere a circuitului.

În timpul manevrării reostatului maneta lui rămîne în permanență în contact cu un segment circular de cupru legat cu borna M și curentul I absorbit din rețea se împarte, în acest punct de contact, în curenții I_a și i_e.

Primul contact al reostatului (contactul *1* din fig. 1-53) este legat electric cu segmentul de cupru. În modul acesta, la oprirea motorului și scoaterea din circuit a reostatului prin trecerea manetei pe contactul liber, circuitul de excitație rămîne legat în serie cu circuitul indus. Dacă nu s-ar lua această măsură, la trecerea manetei pe contactul liber circuitul de excitație ar fi întrerupt și între manetă și segment ar apare, din cauza inductanței ridicate a circuitului de excitație, o scînteie puternică, care în scurtă vreme ar distruge contactele.

Înaintea pornirii motorului reostatul de cîmp din circuitul de excitație este pus pe poziția de zero, pentru ca curentul de excitație, deci fluxul Φ în timpul pornirii să fie maxim. În modul acesta, conform relației (1-44), se asigură motorului un cuplu maxim de pornire.

a) Caracteristicile de funcționare

Vom considera caracteristicile de funcționare ale motorului în funcție de curentul I_a, care se ridică de regulă la platforma de încercare, și vom studia, mai de aproape, caracteristica vitezei și caracteristica cuplului, care sînt caracteristicile de funcționare cele mai importante ale motoarelor electrice.

1) *Caracteristica vitezei.* Reprezintă funcția $n = f(I_a)$, pentru excitație constantă și tensiune la borne constantă ($i_e = \text{const}$, $U = \text{const}$).

Uneori această caracteristică poartă și numele de *caracteristica vitezei în sarcină,* pentru a se deosebi de *caracteristica vitezei în gol* $n = f(i_e)$, pe care o vom examina la reglajul vitezei.

Din expresia vitezei motorului [relația (1-49)]

$$n = \frac{U - r_a I_a}{K_E \Phi},$$

rezultă că sub tensiune U constantă și curent de excitație constant, dacă I_a

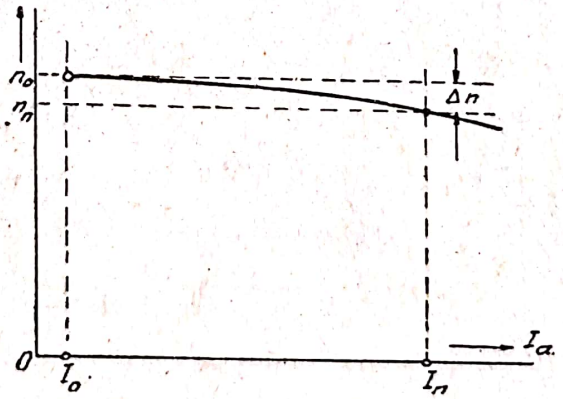


Fig. 1-54. Caracteristica vitezei motorului cu excitație derivație

crește, numărătorul relației precedente scade, deci și n scade. Dacă nu ar fi reacția indusului, numitorul ar trebui să rămînă constant. Reacția indusului

produce însă o scădere a fluxului Φ deci o sporire a vitezei. Prin urmare, viteza motorului va scădea sau va crește după cum predomină prima sau cea de a doua din cauzele de mai sus.

Obișnuit, la construcțiile normale de motoare derivație, influența reacției indusului asupra vitezei este sensibil mai mică decît influența căderii ohmice, ceea ce face ca n să scadă ușor cu sarcina după o curbă care, practic, este o linie dreaptă (fig. 1-54).

Variația nominală a vitezei motorului este dată de relația

$$\Delta n\,\% = \frac{n_0 - n_n}{n_n} \cdot 100\ , \qquad (1\text{-}50)$$

în care n_0 este viteza la mersul în gol și n_n, viteza la sarcina nominală.

Variația vitezei motoarelor derivație este în genere foarte redusă, reprezentînd 2-5% din viteza nominală, cifra mai mică referindu-se la motoarele de putere mare. Acest tip de motor poate fi privit ca avînd o viteză practic constantă și independentă de sarcină, atîta vreme cît excitația și tensiunea aplicată rămîn constante. *Proprietatea motorului derivație de a păstra o viteză practic constantă cu sarcina constituie particularitatea sa cea mai importantă.*

Caracteristica vitezei motorului derivație reprezintă ceea ce numim o *curbă rigidă,* adică o curbă care se înclină foarte puțin cu sarcina. Toate motoarele de curent electric (atît cele de curent continuu cît și cele de curent alternativ) a căror viteză scade foarte puțin cu sarcina, deci care au o *caracteristică rigidă* a vitezei, constituie o categorie aparte și poartă numele de *motoare cu caracteristică derivație.*

Motoarele cu caracteristică derivație a vitezei se utilizează oriunde se cere, în cursul unui proces industrial, o viteză constantă sau practic constantă de lucru. Acesta este în general cazul mașinilor unelte din atelierele industriale.

Uneori, în special în studiul acționării electrice, se utilizează caracteristica reprezentînd relația $n = f(M)$, pentru $i_e = \text{const}$ și $U = \text{const}$. Această

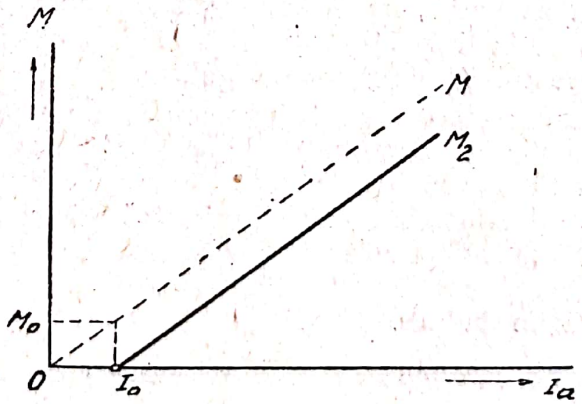


Fig. 1-55. Caracteristica cuplului electromagnetic (M) și a cuplului util (M_2) a motorului cu excitație derivație

curbă poartă numele de *caracteristica mecanică* a motorului și are, practic, aceeași formă ca și caracteristica vitezei.

2) *Caracteristica cuplului electromagnetic.* Această caracteristică, care reprezintă relația $M = f(I_a)$ pentru $i_e = \text{const}$ și $U = \text{const}$, este redată în fig. 1-55.

Deoarece cuplul electromecanic este dat de relația $M = K_M \Phi I_a$, rezultă că atîta timp cît reacția indusului este neglijabilă $\Phi = \text{const}$ și caracteristica cuplului devine $M = I_a$, deci cuplul este reprezentat printr-o linie dreaptă care trece prin origine (linia întreruptă din fig. 1-55). La sarcini

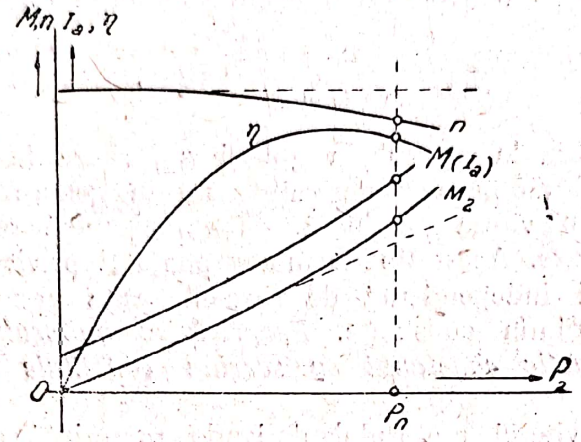


Fig. 1-56. Caracteristicile de funcționare ale motorului cu excitație derivație în funcție de puterea P_2

mai ridicate intervine reacția indusului și curba cuplului deviază ușor în jos. Cuplul util la arborele motorului este dat de cuplul electromagnetic din care se scade cuplul M_0 de mers în gol

$$M_2 = M - M_0 \cdot \qquad (1\text{-}51)$$

Cuplul M_0 fiind practic constant cu sarcina (deoarece viteza mașinii se poate considera constantă), pentru a se obține caracteristica cuplului util M_2 în funcție de sarcină trebuie să scădem din caracteristica M valoarea constantă M_0. Această operație echivalează cu deplasarea caracteristicii M, paralel cu ea însăși, cu distanța M_0 măsurată pe axa ordonatelor. Se obține curba trasată în linie plină din fig. 1-55, a cărei intersecție cu axa absciselor ne dă curentul I_0 de mers în gol.

În fig. 1-56 sînt reprezentate caracteristicile de funcționare ale motorului derivație în funcție de puterea P_2 la arborele mașinii. Forma acestor caracteristici este foarte apropiată de aceea a caracteristicilor în funcție de curentul I_a în indus. Ele sînt ridicate de preferință atunci cînd putem măsura puterea utilă P_2 cu ajutorul unei frîne (mecanică sau electrică) sau a unui generator tarat, sau cînd putem determina această putere cu ajutorul pierderilor, așa cum arătăm în par. 1-25.

b) Metode și caracteristici de reglaj al vitezei

Din relația (1-49) rezultă că viteza motoarelor derivație poate fi reglată prin următoarele două mijloace:

— prin variația fluxului inductor al mașinii;

— prin variația tensiunii aplicate motorului.

1) *Metoda variației fluxului inductor.* În această metodă de reglaj, la cuplu rezistent $M_r = \text{const}$ și tensiune $U = \text{const}$, o reducere a fluxului

prin reducerea curentului de excitație produce, în primul moment, o creștere bruscă a curentului indus I_{a1} [relația (1-47)], după care curentul indus se micșorează treptat pînă la o valoare $I_{a2} > I_{a1}$. Simultan viteza crește de la valoarea inițială n_1, la valoarea n_2 cu care motorul continuă să funcționeze apoi în regim stabil (fig. 1-57).

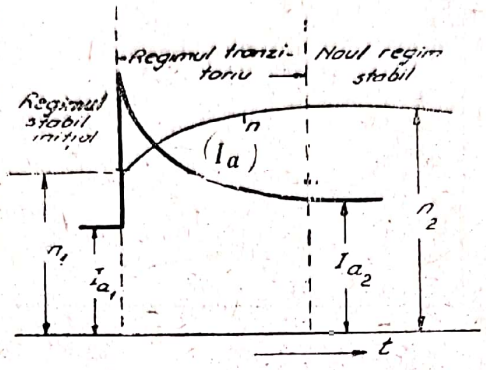


Fig. 1-57. Variația vitezei de r tație și a curentului în indusul motorului derivație la reducerea curentului de excitație

Creșterea bruscă a curentului în indus se explică prin aceea că reducerea curentului de excitație produce o scădere a fluxului inductor (de la Φ_1 la Φ_2) deci și a f.c.e.m., în timp ce viteza, din cauza inerției maselor în mișcare, nu poate să crească la fel de repede. Creșterea curentului în indus produce, conform relației (1-44), creșterea cuplului electromagnetic și, deoarece cuplul rezistent rămîne constant, viteza motorului crește. Această creștere a vitezei produce o creștere a f.c.e.m. și, în consecință, o scădere a curentului în indus, deci a cuplului motor. Procesul se termină o dată cu stabilirea echilibrului între cupluri, cînd $M = M_r$.

Noua valoare I_{a2} a curentului din indus rezultă din ecuația de echilibru a cuplurilor. Ținînd seama de relația (1-44 b), avem

$$I_{a2} = \frac{M_r}{K_M \Phi_2} .$$

Cuplul rezistent M_r fiind presupus constant, rezultă că valoarea curentului din indus variază invers proporțional cu fluxul mașinii.

În fig 1-58 este reprezentată *caracteristica de mers în gol* a motorului derivație, adică relația $n = f(i_e)$ pentru $I_a = I_0$ și $U = \text{const}$. Această curbă mai poartă și numele de *caracteristica vitezei în gol*.

Din ecuația de echilibru a tensiunii aplicate rezultă

$$U = E + r_a I_a = K_E n \Phi + r_a I_a .$$

La mersul în gol, termenul $r_a I_a = r_a I_0$ este relativ mic și poate fi neglijat. Ținînd seama că $U = \text{const}$, putem scrie

$$U \approx E = K_E n \Phi \approx \text{const} ,$$

de unde

$$n \Phi = \text{const.} \qquad (1\text{-}52)$$

Rezultă că între viteză și fluxul mașinii, deci între viteză și curentul de excitație atîta vreme cît mașina nu este saturată, există o dependență hiperbolică.

Caracteristica vitezei $n = f(i_e)$ pentru $U = \text{const}$ poate fi ridicată și în sarcină, sub cuplul rezistent constant. Se obține o curbă similară caracteristicii de mers în gol, dar deplasată ceva mai jos deoarece n este dat acum de relația

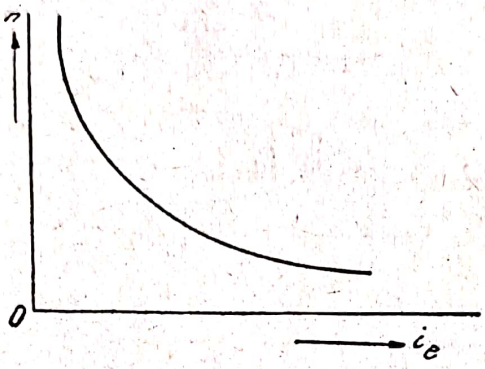


Fig. 1-58. Caracteristica de mers în gol a motorului cu excitație derivație

$$n = \frac{U - r_a I_a}{K_E \Phi},$$

în care I_a este cu atît mai mare față de I_0, cu cît cuplul rezistent, deci cuplul util al motorului este mai mare, iar la același cuplu util, cu cît excitația este mai mică, deoarece $M_2 \approx K_M \Phi I_a$.

Este de observat că o întrerupere a curentului de excitație la mersul în gol sau în sarcină al motorului produce o scădere aproape la zero a fluxului inductor (pînă la fluxul remanent, care este, relativ, foarte redus), deci conform relației (1-52), pusă sub forma $n = \frac{\text{const}}{\Phi}$, viteza poate atinge valori periculoase.

Metoda de reglaj a vitezei prin variația fluxului inductor permite o variație lentă și economică a vitezei în limite destul de mari, fixate de rezistența mecanică a rotorului și de stabilitatea de funcționare a mașinii la viteza respectivă. Aceasta face ca motoarele derivație să fie considerate ca *cele mai bune motoare electrice în ce privește reglajul vitezei*.

2) *Reglajul vitezei prin variația tensiunii la borne*. Tensiunea la bornele motorului poate fi variată cu ajutorul unui reostat de reglaj intercalat între rețea și motor, sau variind tensiunea de alimentare a motorului prin variația tensiunii generatorului care îl alimentează. Primul sistem se numește *reglaj prin reostat*, cel de al doilea, *reglaj prin variația tensiunii de alimentare*.

α) *Reglajul vitezei prin reostat de reglaj*. În fig. 1-59 este reprezentată schema unui astfel de reglaj, în care reostatul este montat în serie cu circuitul indusului.

Dacă trecem cursorul reostatului din poziția *1* în poziția *2*, mărim rezistența înserată în circuitul indusului și curentul I_a suferă, în primul moment, o scădere bruscă, pentru a reveni după un timp oarecare la va-

loarea sa anterioară. Viteza se reduce de la n_1 la n_2, care este noua viteză de regim a mașinii.

Procesul variației vitezei se explică precum urmează:

Presupunem cuplul rezistent M_r, curentul de excitație i_e și tensiunea rețelei U constante. Dacă notăm cu R_{rg} rezistența introdusă în circuit a reostatului de reglaj, avem în primul moment următoarea relație de echilibru a tensiunii:

$$U-(r_a+R_{rg})\,I_{a1}=E_1=K_E n_1 \Phi\ ,$$

sau

$$(U-R_{rg}I_{a1})-r_a I_{a1}=K_E n_1 \Phi\ .$$

Mărimile U și Φ sînt constante, iar tensiunea la bornele indusului a scăzut cu căderea ohmică $R_{rg}I_{a1}$. Din cauza inerției rotorului, viteza nu poate scădea imediat și, pentru a satisface ecuația de echilibru, curentul în indus se micșorează brusc. Această micșorare produce o reducere a cuplului electromagnetic [relația (1-44)], în timp ce cuplul rezistent, conform ipotezei făcute, rămîne constant. Scăderea cuplului antrenează o scădere a vitezei

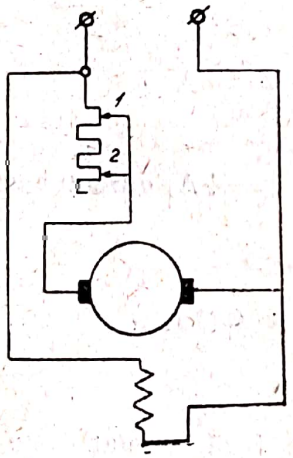


Fig. 1-59. Schema pentru reglajul vitezei de rotație a motorului derivație prin reostat montat în serie cu indusul

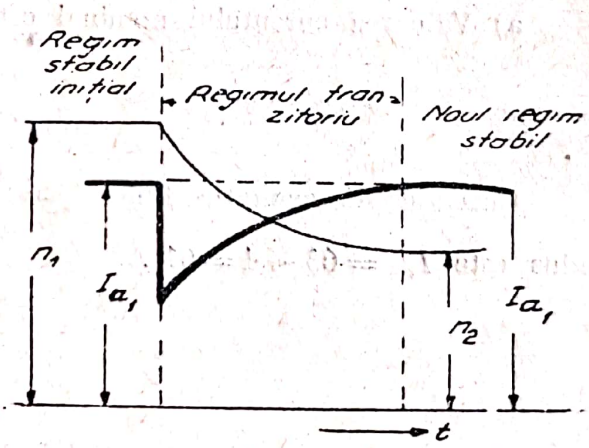


Fig. 1-60. Variația vitezei de rotație și a curentului în indus la motorul derivație în cazul reglajului vitezei prin variația tensiunii aplicate cu ajutorul unui reostat serie

motorului, deci a f.c.e.m., care produce o creștere a curentului din indus și această creștere continuă pînă cînd curentul atinge valoarea anterioară I_{a1}. Se restabilește, în modul acesta, echilibrul dintre cupluri ($M=M_r=K_M\Phi I_{a1}$) și motorul funcționează la noua viteză constantă $n_2<n_1$ (fig. 1-60).

La scoaterea din circuit a rezistenței reostatului de reglaj, procesul are loc în sens invers și viteza se mărește.

Puterea absorbită de motor din rețea rămîne constantă și egală cu $P_1=U\times(I_a+i_e)$. O parte relativ importantă din această putere și anume $R_{rg}I_a$ se pierde prin efect Joule-Lenz în reostatul de reglaj. Puterea utilă $P_2\approx M\,2\pi\frac{n}{60}$ scade proporțional cu viteza și randamentul motorului scade aproape proporțional cu viteza. *Rezultă că acest procedeu de reglaj al vitezei este neeconomic.*

β) *Reglajul vitezei prin variația tensiunii de alimentare.* Cînd se urmărește o variație suplă și în limite foarte largi a vitezii motorului sub cuplu constant, se utilizează un generator special, care alimentează numai motorul respectiv. Acesta din urmă este un motor cu excitație independentă. Legînd direct bornele ambelor mașini, fără nici un reostat de pornire sau de reglaj între ele, se poate varia viteza motorului prin variația f.e.m. a generatorului variind excitația acestuia din urmă. Cele două mașini constituie ceea ce numim un *agregat de variație a vitezei.* Generatorul este antrenat, de regulă, printr-un motor de curent alternativ.

Exemplul 1-3. Se dă un motor derivație de 12 kW, 220 V, $\eta = 83{,}9\%$, $r_a = 0{,}25\,\Omega$, rezistența circuitului de excitație R_e constantă și egală cu 55 Ω (rezistența corespunzătoare excitației nominale). Se cere să se determine: a) curentul și cuplul nominal util în ipoteza că motorul funcționează cu $n_n = 1186$ rot/min; b) curentul și cuplul de pornire în cazul cînd motorul ar porni, din întîmplare, fără reostat de pornire; c) rezistența reostatului de pornire, dacă valoarea maximă a curentului total de pornire nu trebuie să depășească 1,8 I_n și d) valoarea cuplului de pornire corespunzătoare cuplului nominal de la punctul a).

Soluția:

a) Valoarea curentului nominal este

$$I_n = \frac{P_{2n}\,10^3}{\eta \cdot U} = \frac{12 \cdot 10^3}{83{,}9 \cdot 220} \cdot 100 = 65\ \text{A}\ .$$

Curentul de excitație fiind $i_e = \frac{U}{R_e} = \frac{220}{55} = 4\ \text{A}$, curentul nominal în indus este $I_{an} = 65 - 4 = 61$ A.

$$M_n = \frac{P_{2n} \cdot 10^3}{\Omega_n} = \frac{12 \cdot 10^3}{\frac{2\pi \cdot 1186}{60}} = 96{,}6\ \text{Nm}\ .$$

b) Valoarea totală a curentului de pornire fără reostat este dată de suma curentului de pornire în indus I_{ap} și a curentului de excitație

$$I_p = \frac{U}{r_a} + \frac{U}{R_e} = \frac{220}{0{,}25} + \frac{220}{55} = 880 + 4 = 884\ \text{A}\ ,$$

deci curentul de pornire se ridică, în acest caz, la 13,6 ori curentul nominal

$$I_p = 13{,}6\ I_n\ .$$

Curentul de pornire în indus este $I_{ap} = 880$ A.

Fluxul motorului rămînînd constant, conform relației (1-44) cuplul crește proporțional cu curentul în indus. Prin urmare

$$M_p = 96{,}6 \cdot \frac{880}{61} = 1393\ \text{Nm} =$$

$$= 14{,}4\ M_n\ .$$

Scanned with OKEN Scanner

c) Se aplică relația (1-48), ținîndu-se seama că valoarea maximă a curentului de pornire este

$$I_p = I_n \cdot 1{,}8 = 65 \cdot 1{,}8 = 117 \text{ A},$$

deci $I_{ap} = I_p - i_e = 117 - 4 = 113$ A,

$$113 = \frac{220}{0{,}25 + R_{p\,max}} \quad \text{sau} \quad R_{p\,max} = \frac{220}{113} - 0{,}25 = 1{,}697\ \Omega$$

d) $$M_p = 96{,}6 \cdot \frac{113}{61} = 178{,}95 \text{ Nm}.$$

Exemplul 1-4. Un motor derivație de 8 kW, 220 V, $\eta = 0{,}825$, $r_a = 0{,}2\ \Omega$ funcționează la sarcina nominală cu $n_n = 1500$ rot/min. Se cere: a) viteza de rotație a motorului la $^3/_4$, $^2/_4$ și $^1/_4$ din sarcina nominală, precum și la mersul în gol, în ipoteza că se neglijează atît curentul de excitație, cît și curentul rotoric de mers în gol și că randamentul își păstrează valoarea dată pentru toate sarcinile fixate; b) variația Δn a vitezei.

Soluția:

a) Curentul nominal are ca valoare

$$I_n = \frac{P_{2n} \cdot 10^3}{\eta \cdot U} = \frac{8 \cdot 10^3}{0{,}875 \cdot 220} = 44 \text{ A}.$$

Pentru sarcina de 75%, valoarea curentului este

$$I_{(3/4)} = \frac{3}{4} I_n = \frac{3}{4} \cdot 44 = 33 \text{ A}.$$

F.c.e.m. a motorului corespunzătoare celor două sarcini are, respectiv, ca valoare

$$E_n = U - r_a I_{an} \approx U - r_a I_n = 220 - 0{,}2 \cdot 44 = 211{,}2 \text{ V}$$

și

$$E_{(3/4)} = U - r_a I_{a\,(3/4)} \approx U - r_a I_{(3/4)} = 220 - 0{,}2 \cdot 33 = 213{,}4 \text{ V}.$$

Deoarece

$$E_n = \frac{p}{a} \frac{n_n}{60} N \quad \text{și} \quad E_{(3/4)} = \frac{p}{a} \frac{n_{(3/4)}}{60} N,$$

rezultă

$$\frac{E_n}{E_{(3/4)}} = \frac{n_n}{n_{(3/4)}},$$

de unde

$$n_{(3/4)} = n_n \frac{E_{(3/4)}}{E_n} = 1500 \frac{213{,}4}{211{,}2} = 1515 \text{ rot/min}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Analog se obţine

$$n_{(2/4)} = 1500\,\frac{215{,}6}{211{,}2} = 1530 \text{ rot/min}$$

şi

$$n_{(1/4)} = 1500\,\frac{217{,}8}{211{,}2} = 1550 \text{ rot/min.}$$

La mersul în gol $I_0 \approx 0$, $E_0 \approx U = 220$ V, deci

$$n_0 = 1500 \cdot \frac{220}{211{,}2} = 1565 \text{ rot/min.}$$

b) Variaţia procentuală a vitezei

$$\Delta n\,\% = \frac{n_0 - n_n}{n_0} \cdot 100 = \frac{1565 - 1500}{1500} \cdot 100 = 4{,}33\,\%$$

1-24. Motorul cu excitaţie serie

Schema de montaj a motorului serie este reprezentată în fig. 1-61. La acest motor, $I_a = I = i_e$. Înfăşurarea de excitaţie fiind în serie cu cea indusă, reostatul de pornire al maşinii are numai două borne.

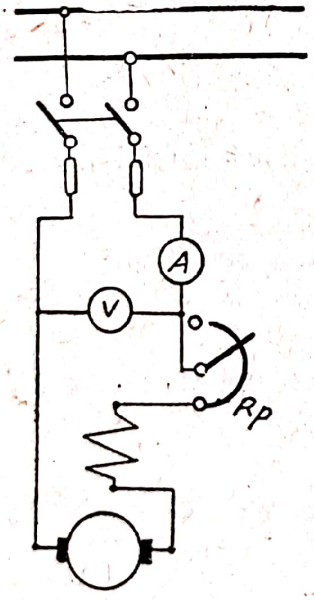


Fig. 1-61. Schema de montaj a motorului serie de c. c.

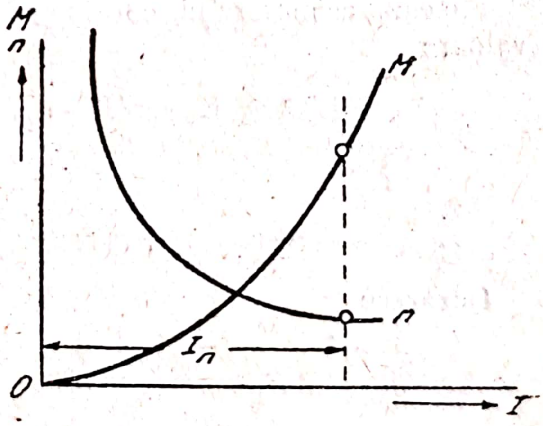


Fig. 1-62. Dependenţa vitezei de rotaţie şi a cuplului motorului serie de curentul de sarcină

Curentul din indusul motorului este dat de relaţia

$$I = \frac{U - E}{r_a + r_e} \qquad (1\text{-}53)$$

în care r_e este rezistenţa înfăşurării inductoare, de acelaşi ordin de mărime ca şi rezistenţa r_a a indusului.

a) Caracteristicile de funcționare

Ca și la motorul derivație, vom studia mai deaproape caracteristicile cuplului și vitezei motorului în funcție de curentul din indus.

1) *Caracteristica cuplului electromagnetic.* La valori reduse ale sarcinii, cînd circuitul magnetic al motorului nu este încă saturat, putem scrie

$$\Phi = k\, i_e = k\, I \ , \tag{1-54}$$

și cuplul motorului este dat de expresia

$$M = K_M\, I\, \Phi = C\, I^2 \ , \tag{1-55}$$

în care $C = k\, K_M$ este o constantă.

Rezultă că la sarcini reduse, cuplul motor crește foarte repede cu sarcina și curba prezintă forma unei parabole (fig. 1-62). La sarcini mai mari intervine saturația și fluxul inductor crește mai încet decît cu pătratul curentului, iar pentru un curent de sarcină foarte mare, parabola se transformă practic într-o linie dreaptă.

Din relația (1-55) mai rezultă că sensul cuplului, deci sensul vitezei motorului nu se schimbă dacă schimbăm sensul curentului.

2) *Caracteristica vitezei.* Din relațiile (1-53) și (1-54), și ținînd seama că $E = K_E\, n\, \Phi$, rezultă

$$n = \frac{U - (r_a + r_e)\, I}{K_E\, \Phi} = \frac{U - (r_a + r_e)\, I}{C'\, I} \ , \tag{1-56}$$

în care $C' = k\, K_E$ este o constantă.

Prin urmare, la sarcini mici viteza motorului scade brusc cu creșterea sarcinii, pe de o parte prin creșterea factorului I de la numitorul expresiei (1-56), pe de altă parte prin creșterea căderii de tensiune la numărător, și caracteristica vitezei are un caracter hiperbolic (fig. 1-62). În valori mari ale sarcinii intervine saturația circuitului magnetic, care deformează aspectul hiperbolic al curbei, transformînd-o într-o dreaptă.

Pentru a urmări cum variază caracteristicile cuplului și vitezei motorului serie în funcție de sarcină, am reprezentat ambele caracteristici pe aceeași diagramă. Se vede că cele două mărimi mecanice ale motorului variază în sens invers și anume, cu cît sarcina mașinii crește, cu atît cuplul crește și viteza scade, și invers.

La cupluri rezistente reduse, curentul absorbit din rețea este mic și, conform relației (1-56), viteza crește foarte mult și motorul tinde să se ambaleze, adică viteza sa ia valori excesive, periculoase din punctul de vedere al rezistenței mecanice a mașinii. Din această cauză motorul serie nu se pornește niciodată în gol, pentru a se evita pericolul ambalării. Sarcina minimă de la care poate porni sau funcționa un asemenea motor este, de regulă, de 20-25% din cea nominală.

Caracteristicile de funcționare ale motorului serie în funcție de puterea utilă P_2 sînt reprezentate în fig. 1-63.

b) Reglajul vitezei de rotație

Conform relației (1-56), viteza de rotație a motorului serie poate fi reglată fie prin variația tensiunii U aplicată la bornele sale, fie prin variația fluxului.

Pentru a regla viteza prin variația tensiunii aplicate se montează, în serie cu motorul și cu înfășurarea de excitație, un reostat de reglaj cu ajutorul căruia se reduce tensiunea rețelei (fig. 1-64 *a*). La fel ca la motorul derivație, sistemul acesta de reglaj este neeconomic prin pierderile de energie din reostat, care micșorează randamentul motorului.

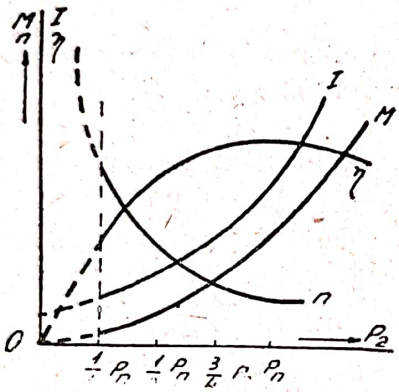


Fig. 1-63. Caracteristicile de funcționare ale motorului serie de c. c.

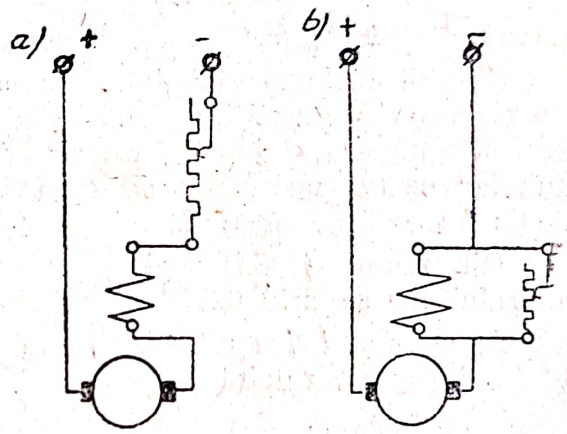


Fig. 1-64. Reglajul vitezei de rotație a motorului serie de c. c.

Variația vitezei prin variația fluxului magnetic se obține șuntînd înfășurarea de excitație a motorului printr-un reostat reglabil (fig. 1-64 *b*). În felul acesta, se obține o scădere a curentului care trece prin înfășurarea de excitație a mașinii și, odată cu el, o reducere a fluxului magnetic, ceea ce produce, conform relației (1-56), o mărire a vitezei motorului. Puterea consumată de reostat este, în acest caz, cu mult mai redusă decît în cazul precedent, deoarece prin reostatul șunt nu trece decît o fracțiune din curentul principal.

La motoarele serie utilizate în tracțiune (tramvaie, metrouri, căi ferate etc.) care, în genere, lucrează în grupuri de cîte două, se poate realiza un reglaj suplu și economic al vitezei legînd, pentru viteze mici, cele două motoare în serie, iar pentru viteze mari, în paralel, și utilizînd simultan rezistențe înserate în circuit. În fig. 1-65 sînt arătate fazele comenzii pentru trecerea de la viteze mici (pornirea) la viteze mari (funcționarea nominală). Acest procedeu de reglaj se aplică și la instalațiile de macarale prevăzute cu două motoare identice.

Comutarea motoarelor și a rezistențelor înserate în circuit se face cu ajutorul unui aparat special de comandă numit *controler* (vezi par. 4-2), cu care se face și pornirea grupului de motoare.

Datorită proprietății sale de a produce automat un cuplu puternic și de a lua o viteză redusă la sarcini mari și, invers, de a lua o viteză mare-

și a produce un cuplu redus la sarcini mici, motorul serie este utilizat în tracțiune, la macaralele puternice și în general la acționările care cer un cuplu mare în momentul pornirii și la care intervin suprasarcini mari și dese.

Viteza motorului serie scăzînd sensibil la creșterea bruscă a sarcinii, energia cinetică înmagazinată în masele în rotație ale sistemului motor-mașină

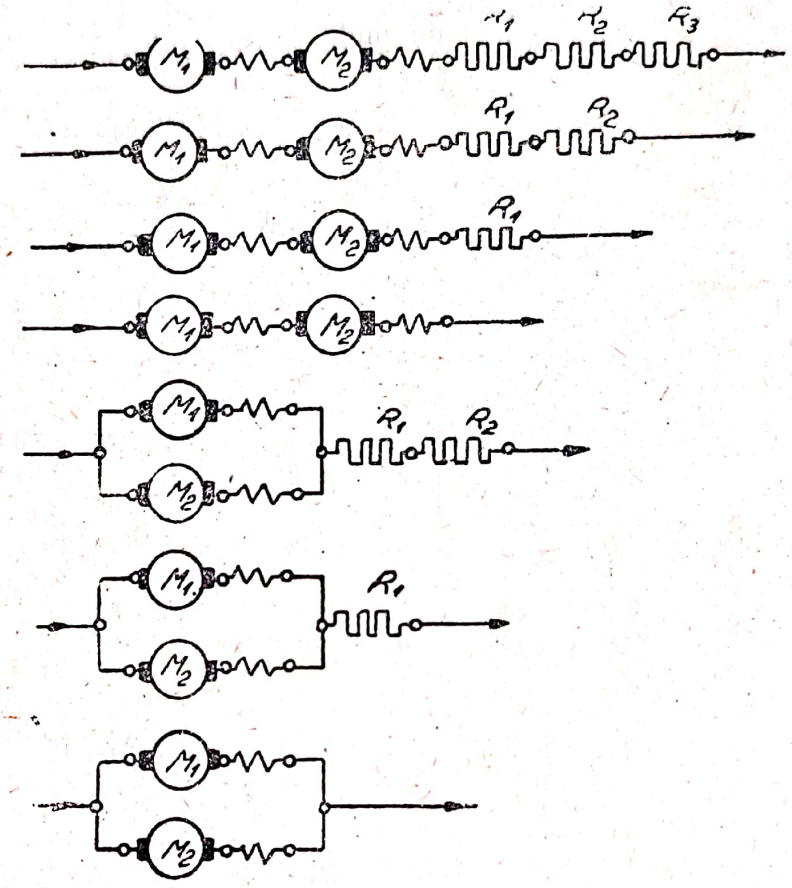


Fig. 1-65. Succesiunea trecerii grupului de motoare serie dela viteze mici la viteze mari

antrenat este cedată axului motor, contribuind astfel la învingerea sarcinii sporite. În modul acesta, se evită șocurile puternice de curent în rețeaua electrică de alimentare.

Exemplul 1-5. Un motor serie de 15 kW, 220 V, $\eta = 0{,}853$, cu rezistența indusului, a polilor auxiliari și a excitației serie $r_a + r_{paux} + r_e = 0{,}2\ \Omega$, are o viteză nominală de rotație de 600 rot/min. Să se determine viteza motorului la $^3/_4$, $^2/_4$ și $^1/_4$ din I_n și cuplurile utile corespunzătoare sarcinii I_n, precum și sarcinilor de $^3/_4$, $^2/_4$ și $^1/_4$ I_n, în ipoteza că motorul funcționează tot timpul nesaturat.

Soluția:

$$I_n = \frac{15 \cdot 10^3}{0{,}853 \cdot 220} = 80\ \text{A} \cdot$$

$$M_{2n} = \frac{P_{2n}}{\Omega_n} = \frac{15 \cdot 10^3}{2\pi \frac{600}{60}} = 239{,}5\ \text{Nm} \cdot$$

$$E_n = U - (r_a + r_{paux} + r_e)\, I_n = 220 - 0{,}2 \cdot 80 = 204 \text{ V} .$$

Între f.c.e.m. nominală a mașinii și f.c.e.m. E, corespunzătoare unei sarcini oarecare I, deci unei viteze de rotație n, există relația

$$\frac{E_n}{E} = \frac{n_n}{n} \cdot \frac{\Phi_n}{\Phi} = \frac{n_n}{n} \cdot \frac{I_n}{I} , \text{ de unde } n = n_n \cdot \frac{E}{E_n} \cdot \frac{I_n}{I} .$$

Pentru

$$I_{(3/4)} = \frac{3}{4} \cdot 80 = 60 \text{ A} ,$$

avem

$$E_{(3/4)} = 220 - 0{,}2 \cdot 60 = 208 \text{V}; \; n = 600 \frac{208}{204} \cdot \frac{80}{60} = 816 \text{ rot/min.}$$

Analog obținem

$$I_{(2/4)} = \frac{2}{4} \cdot 80 = 40 \text{ A} ;$$

$$E_{(2/4)} = 220 - 0{,}2 \cdot 40 = 212 \text{ V} ; \; n = 600 \frac{2\,2}{204} \cdot \frac{80}{40} = 1\,245 \text{ rot/min.}$$

$$I_{(1/4)} = \frac{1}{4} \cdot 80 = 20 \text{ A} ;$$

$$E_{(1/4)} = 220 - 0{,}2 \cdot 20 = 216 \text{ V}; \; n = 600 \frac{216}{204} \cdot \frac{80}{20} = 2\,650 \text{ rot/min.}$$

Cuplul variind proporțional cu pătratul curentului, vom avea

$$M_{2\,(3/4)} = M_n \frac{I^2_{(3/4)}}{I^2_n} = 239{,}5 \cdot \frac{60^2}{80^2} = 134 \text{ Nm} .$$

Analog vom avea

$$M_{(2/4)} = 239{,}5 \cdot \frac{40^2}{80^2} = 59{,}8 \text{ Nm} ,$$

$$M_{(2/4)} = 239{,}5 \cdot \frac{20^2}{80^2} = 14{,}9 \text{ Nm} .$$

Scanned with OKEN Scanner

1-25. Motorul cu excitație compound

Montajul motorului compound este reprezentat în fig. 1-66. Ca și generatorul compound, motorul este prevăzut cu două înfășurări de excitație: una în derivație, cealaltă în serie.

Motoarele compound se împart în două categorii: motoare în care cele două înfășurări ale excitației produc fluxuri în același sens, deci care se însu-

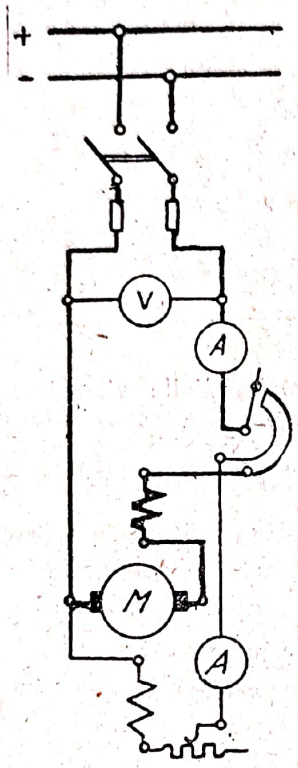


Fig. 1-66. Schema de montaj a motorului compound

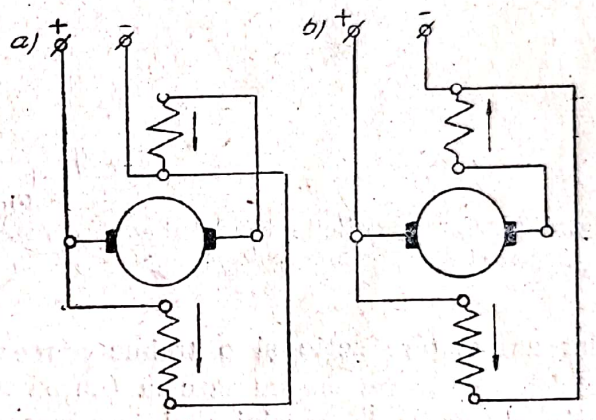


Fig. 1-67. Schemele de legătură ale înfășurării excitației serie

mează (fig. 1-67 *a*), și motoare în care cele două înfășurări produc fluxuri de sens opus, deci care se scad (fig. 1-67 *b*). Prima categorie de motoare se numesc cu *conexiune adițională* sau *conjugată*, cea de a doua categorie, cu *conexiune diferențială*.

În cazul conexiunii adiționale viteza este dată de relația

$$n = \frac{1}{K_E} \cdot \frac{U - (r_a + r_{es}) I_a}{\Phi_d + \Phi_s}, \qquad (1\text{-}57)$$

iar cuplul motor,

$$M = K_M (\Phi_d + \Phi_s) I_a, \qquad (1\text{-}58)$$

în care r_{es} este rezistența înfășurării excitației serie, Φ_d fluxul derivație și Φ_s fluxul serie.

La tensiune constantă, fluxul înfășurării derivație rămîne constant la toate sarcinile (se neglijează reacția indusului), iar cel al înfășurării serie **variază proporțional** cu sarcina dacă mașina nu este saturată. Urmează că

prin combinarea celor două înfășurări serie și derivație ale excitației se pot crea motoare cu caracteristici intermediare între acelea ale motoarelor derivație și serie.

Dacă înfășurarea serie este mai importantă decît cea derivație (de pildă, la sarcina nominală două treimi din amperspirele totale ale excitației

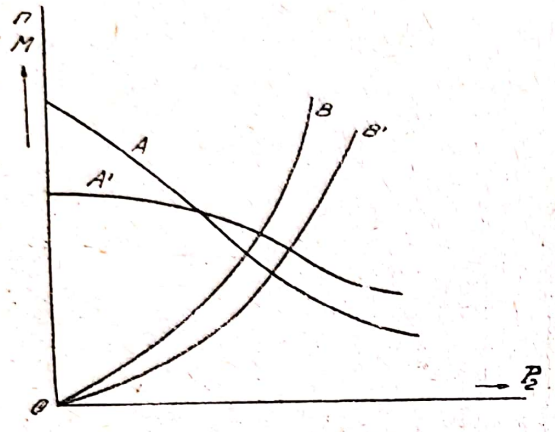


Fig. 1-68. Caracteristicile vitezei și cuplului motorului compound adițional

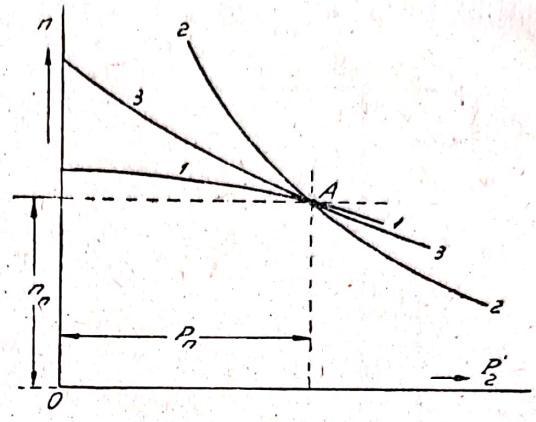


Fig. 1-69. Caracteristicile vitezei motorului de c.c. în raport cu modul de excitație: (*1*) excitația derivație; (*2*) excitația serie (*3*) excitația compound adițional

sînt amperspire serie și o treime amperspire derivație), viteza motorului va scădea relativ repede cu sarcina (curba *A* din fig. 1-68) la fel ca la motorul serie, deoarece la sarcini mai importante influența înfășurării derivație este neglijabilă. În schimb, la sarcini reduse și la mersul în gol, cînd fluxul înfășurării serie este cu totul redus, fluxul înfășurării derivație se face simțit și împiedică ambalarea motorului.

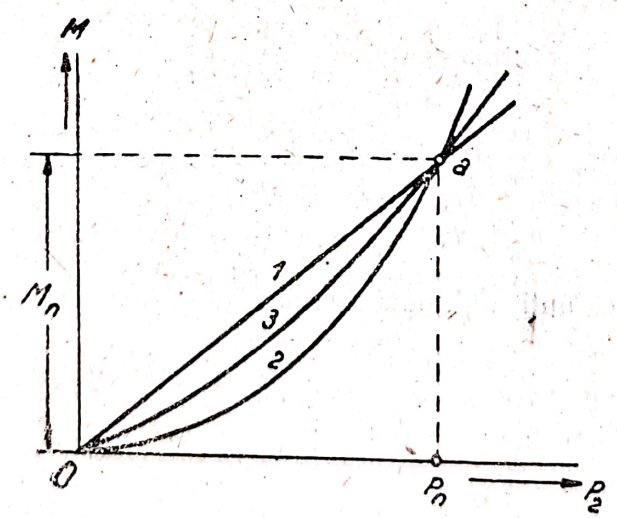


Fig. 1-70. Caracteristicile cuplurilor motorului de c.c. în raport cu modul de excitație: (*1*) excitația derivație; (*2*) excitația serie; (*3*) excitația compound adițional

Într-un asemenea tip de motor, cuplul variază practic proporțional cu curentul din indus la sarcini mici, la fel ca la motorul derivație, iar la

sarcini ridicate el variază practic proporțional cu pătratul curentului, la fel ca la motorul serie (curba B din fig. 1-68).

Dacă predomină înfășurarea derivație a motorului față de cea serie (de pildă, două treimi din amperspire sînt amperspire derivație și o treime, serie), viteza motorului va scădea încet la sarcini reduse, întocmai ca la motorul derivație, pentru ca la sarcini mari, cînd influența înfășurării serie se face simțită, viteza motorului să scadă destul de pronunțat cu sarcina (curba A' din fig. 1-68). Cuplul acestui tip de motor crește proporțional cu sarcina la sarcini mici, iar la sarcini mari el marchează o creștere mai pronunțată decît sarcina (curba B' din fig. 1-68).

În fig. 1-69 sînt reprezentate, comparativ, caracteristicile vitezei a trei motoare de aceeași putere și viteză nominală, avînd însă excitații diferite. S-a notat cu *1* caracteristica motorului derivație, cu *2* caracteristica motorului serie și cu *3* aceea a motoruluia compound adițional. În fig. 1-70 sînt reprezentate, pentru aceleași tipuri de motoare, caracteristicile cuplului util.

În cazul conexiunii diferențiale, viteza este dată de relația

$$n = \frac{U - (r_a + r_{es}) I_a}{K_E (\Phi_d - \Phi_s)} . \qquad (1\text{-}59)$$

Din această ultimă relație rezultă că, atunci cînd predomină înfășurarea derivație, fluxul motorului va scădea odată cu sarcina și viteza va rămîne constantă sau se va mări cu sarcina.

1-26. Pierderi și randament la mașina de curent continuu

Mașinile electrice transformă energia absorbită, corespunzătoare puterii P_1, în energie utilă, debitată, corespunzătoare puterii P_2. În acest proces de transformare, nu întreaga energie absorbită poate fi transformată în energie utilă, ci o parte din ea se transformă, de la sine, în căldură. Energia transformată în căldură constituie ceea ce numim *pierderile de funcționare* ale mașinii. Exprimînd aceste pierderi prin puterile corespunzătoare și notîndu-le cu $\sum p$, conform definiției de mai sus, avem

$$\sum p = P_1 - P_2 . \qquad (1\text{-}60)$$

În funcționarea mașinilor electrice apar următoarele categorii de pierderi: a) pierderi mecanice, b) pierderi în fier, c) pierderi electrice și d) pierderi suplimentare.

a) Pierderile mecanice

Constau din pierderi prin frecări în paliere, din pierderi prin frecarea perilor pe colector și din pierderi prin frecarea organelor rotative ale mașinii cu aerul (pierderi de ventilație).

Pierderile mecanice, care se notează cu p_M, depind de viteza de rotație a mașinii și sînt complet independente de sarcină. În consecință, dacă viteza mașinii rămîne constantă, *aceste pierderi sînt constante*, păstrîndu-se la diverse sarcini ale mașinii aceleași ca și la mersul în gol.

b) Pierderile în fier

Aceste pierderi apar în miezul de fier al circuitului indus supus unui cîmp variabil prin faptul învîrtirii rotorului mașinii în cîmpul inductor. Pentru acest motiv, ele se mai numesc și *pierderi magnetice*.

Pierderile în fier se compun din *pierderi prin histerezis* p_H și *pierderi prin curenți* Foucault (turbionari) p_F. Notînd pierderile în fier cu p_{Fe} avem

$$p_{Fe} = p_H + p_F \cdot \qquad (1\text{-}61)$$

Pierderile în fier pot fi determinate calculînd pierderile prin histerezis și cele prin curenți Foucault cu formulele (6-61) și (7-12) din vol. I. Prin urmare

$$p_{Fe} = \left[\sigma_H \frac{f}{100} \left(\frac{B_m}{10\,000} \right)^2 + \sigma_F \left(\frac{f}{100} \cdot \frac{B_m}{10\,000} \cdot b \right)^2 \right] \text{W/kg.} \qquad (1\text{-}62)$$

În relația precedentă, frecvența f reprezintă frecvența de magnetizare, dată de relația $f = \frac{pn}{60}$, n fiind viteza în rot/min. a mașinii, B_m este valoarea maximă în gauss a inducției magnetice, iar b grosimea în cm a tolelor. Din relația de mai sus rezultă că pierderile în fier sînt proporționale cu pătratul inducției maxime și depind de frecvența de magnetizare, deci de viteza de rotație a mașinii și anume de puterea întîia a frecvenței, prin componenta p_H, și de pătratul frecvenței, prin componenta p_F.

La viteză constantă, deci la f constant pierderile totale în fier depind de inducția B_m a mașinii, deci de fluxul Φ. Dacă neglijăm căderile de tensiune din indus și considerăm că $U \approx E = K_E n \Phi$, rezultă că fluxul Φ este proporțional cu tensiunea la bornele mașinii. Tensiunea la bornele mașinilor de curent continuu menținîndu-se constantă oricare ar fi sarcina acestora, fluxul Φ rămîne și el constant. Prin urmare, *pierderile în fier sînt constante și independente de sarcină.*

Deoarece același lucru l-am constatat și pentru pierderile mecanice, urmează că pierderile mecanice și pierderile în fier, care apar în funcționarea unei mașini electrice, sînt aceleași în sarcină ca și în gol dacă se păstrează constantă viteza și tensiunea la borne. Pentru acest motiv, suma acestor pierderi poartă numele de *pierderile în gol* ale mașinii și se notează cu p_o. Deci

$$p_0 = p_M + p_{Fe} \cdot \qquad (1\text{-}63)$$

Aceste concluzii sînt generale și se aplică la toate mașinile electrice.

c) Pierderile electrice

Aceste pierderi apar în cuprul înfășurărilor mașinii și la contactul periilor cu colectorul și provin din efectul Joule-Lenz.

α) *Pierderile în cuprul înfășurărilor*, pe care le notăm cu p_{Cu}, sînt date de următoarele relații:

1) la mașinile cu excitație independentă și derivație

$$p_{Cu} = (r_a + r_{paux})\, I_a^2 + U_e\, i_e \,, \qquad (1\text{-}64)$$

în care r_{paux} este rezistența polilor auxiliari, legată în serie cu înfășurarea indusă, și U_e, tensiunea aplicată circuitului inductor. La mașinile derivație $U_e = U$;

2) la mașinile cu excitația serie

$$p_{Cu} = (r_a + r_{paux} + r_{es})\, I_a^2 \,; \qquad (1\text{-}65)$$

3) la maşinile compound

$$p_{Cu} = (r_a + r_{faux} + r_{es})\, I_a^2 + U i_e \,. \tag{1-66}$$

Conform STAS 1893-50, dacă rezistenţa vreunei înfăşurări a fost măsurată la rece, pentru a fi folosită în determinarea pierderilor ea se calculează la temperatura de 75° C cu formula

$$r_2 = r_1 \cdot \frac{235 + t_2}{235 + t_1}\,, \tag{1-67}$$

în care r_1 reprezintă rezistenţa înfăşurării respective în stare rece la temperatura t_1, iar r_2, rezistenţa înfăşurării la temperatura $t_2 = 75^0$C (vezi vol. I, par. 2-5).

β) *Pierderile de contact la perii.* Aceste pierderi sînt date de relaţia

$$p_p = 2\,\Delta\, U_p\, I_a\,, \tag{1-68}$$

în care $2\,\Delta\, U_p$ este căderea de tensiune în stratul de contact dintre perie şi colector care, conform STAS 1893-50, se consideră constantă şi egală, pentru periile de cărbune utilizate la maşinile de curent continuu, cu 2 V.

d) Pierderile suplementare

În aceste pierderi, care se notează cu p_s, se însumează o serie de pierderi relativ mici, care apar în diferite părţi ale maşinii şi sînt datorite unor cauze diverse. Determinarea lor experimentală prezentînd mari greutăţi, valoarea lor a fost stabilită empiric prin STAS 1893-50 ca reprezentînd, la sarcina nominală, 1% din puterea nominală a maşinii funcţionînd ca generator şi de 1% din puterea nominală absorbită a maşinii funcţionînd ca motor.

Notînd cu p_{sn} pierderile suplementare corespunzătoare sarcinii nominale I_n, pierderile suplementare corespunzătoare unei sarcini oarecare I sînt date de relaţia

$$p_s = p_{sn} \cdot \frac{I^2}{I_n^2}\,.$$

Aceste constatări cu privire la pierderile suplementare se aplică la toate maşinile electrice rotative.

În concluzie, pierderile totale care survin în funcţionarea maşinii electrice de curent continuu sînt date de însumarea pierderilor examinate mai sus, adică

$$\sum p = p_M + p_{Fe} + p_{Cu} + p_p + p_s \tag{1-69}$$

sau, ţinînd seama că

$$p_M + p_{Fe} = p_0\,,$$

$$\sum p = p_0 + p_{Cu} + p_p + p_s\,. \tag{1-69 a}$$

Randamentul unei mașini electrice este dat de raportul dintre puterea utilă P_2 și puterea absorbită P_1. Deci

$$\eta = \frac{P_1}{P_2}, \tag{1-70}$$

sau în procente

$$\eta\,\% = \frac{P_2}{P_1} 100 \cdot$$

Determinarea experimentală a randamentului se poate face prin următoarele două metode:

1) *metoda directă*, în care se încarcă mașina, se măsoară separat puterile P_1 și P_2 și randamentul este dat de relația (1-70);

2) *metoda indirectă*, în care se determină suma pierderilor totale $\sum p$ care apar în mașină la un anumit regim de funcționare. Ținînd seama că, potrivit relației (1-60),

$$P_1 = P_2 + \sum p ,$$

sau

$$P_2 = P_1 - \sum p ,$$

randamentul se determină cu ajutorul relației (1-70), pusă sub forma

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \sum p}, \tag{1-71}$$

dacă mașina este generator, sau sub forma

$$\eta = \frac{P_1 - \sum p}{P_1}, \tag{1-72}$$

dacă mașina este motor. În ambele relații, $\sum p$ este dat de expresia (1-69 a).

Pentru a determina randamentul prin metoda directă, mașina trebuie încărcată la plină sarcină. Aceasta necesită, la mașinile puternice, un consum mare de energie și reclamă reostate puternice de sarcină, care să consume această energie. De aceea se preferă, în general, metoda indirectă, care mai poartă și numele de *metoda pierderilor separate*, deoarece, pe lîngă faptul că este economică și simplă, dă rezultate mai precise decît metoda directă căci la aceasta din urmă erorile inevitabile care se comit la citirea puterilor P_1 și P_2 pot influența sensibil valoarea randamentului mașinii.

În metoda indirectă pierderile p_0, care sînt independente de sarcină, se determină printr-o încercare de mers în gol, ca motor, a mașinii, iar restul pierderilor se calculează în funcție de sarcină, cu formulele indicate mai sus.

Exemplul 1-6. Se cere să se determine prin metoda indirectă randamentul unui motor derivație de 18,7 kW și 220 V, la sarcina nominală I_n, precum și la $^3/_4$, $^2/_4$ și $^1/_4$ I_n. Sarcina nominală indicată pe plăcuța mașinii este $I_n = 100$ A.

Soluția: Se măsoară rezistențele mașinii la temperatura mediului ambiant de 20° C și se obține r_a (inclusiv rezistența polilor auxiliari) $= 0{,}06\,\Omega$ și $r_e = 65\,\Omega$. Supunînd mașina unei încercări de mers în gol, la viteză nominală și tensiune nominală, se obține $p_0 = p_M + p_{Fe} = 1\,580$ W.

Cu aceste rezultate obținute la platformă se determină restul pierderilor în mașină, aducînd rezistențele la temperatura standard de 75° C.

a) Pierderile Joule-Lenz în circuitul de excitație

$$r_{e\,75^0} = r_e \frac{235 + t_2}{235 + t_1} = 65 \frac{235 + 75^0}{235 + 20^0} = 79\,\Omega\ ;$$

$$i_e = \frac{U}{r_{e\,75^0}} = \frac{220}{79} \approx 2{,}8\,\text{A}\ ;\ p_{Cue} = 220 \cdot 2{,}8 = 616\,\text{W}.$$

b) Pierderile Joule-Lenz în circuitul indus

$$r_{a\,75^0} = 0{,}06 \frac{235 + 75^\circ}{235 + 20^0} = 0{,}073\,\Omega\,;$$

$$I_{an} = 100 - 2{,}8 = 97{,}2\,\text{A}\ ;\ I_{a\,3/4} = 75 - 2{,}8 = 72{,}2\,\text{A}\ ;$$

$$I_{a2/4} = 50 - 2{,}8 = 47{,}2\,\text{A}\ ;\ I_{a1/4} = 25 - 2{,}8 = 23{,}2\,\text{A}.$$

Pierderile Joule-Lenz vor fi, respectiv:

$$p_{Cuan} = r_{a\,75^0} \cdot I_{an}^2 = 0{,}073 \cdot 97{,}22^2 = 690\,\text{W}\,;$$

$$p_{Cua\,3/4} = 0{,}073 \cdot 72{,}22^2 = 381\,\text{W}\,;$$

$$p_{Cua\,2/4} = 92{,}6\,\text{W}\ ;\ p_{Cua\,1/2} = 39{,}3\,\text{W}\ .$$

c) Pierderile de contact la perii, vor fi respectiv,

$$p_{pn} = 2\,\Delta U_p I_{an} = 2 \cdot 97{,}2 = 194{,}4\,\text{W}\ ;\ p_{p\,3/4} = 2 \cdot 72{,}2 = 144{,}4\,\text{W}\ ;$$

$$p_{p2/4} = 94{,}4\,\text{W}\ ;\ p_{p1/4} = 46{,}4\,\text{W}.$$

d) Pierderile suplementare

$$p_{sn} = 1 \cdot \frac{UI_n}{100} = 220\,\text{W}\ ;\ p_{s3/4} = p_{sn} \frac{I_{3/4}^2}{I_n^2} = 220 \frac{75^2}{100^2} = 124\,\text{W}\ ;$$

$$p_{s\,2/4} = 48{,}4\,\text{W}\ ;\ p_{s\,1/4} = 12\,\text{W}\,.$$

Urmează pentru randament următoarele valori:

$$\eta_n = \frac{UI_n - (p_0 + p_{Cuan} + p_{Cue} + p_{pn} + p_{sn})}{UI_n} =$$

$$= \frac{220 \cdot 100 - (1580 + 690 + 616 + 194{,}4 + 220)}{220 \cdot 100} = \frac{18{,}7}{22} = 0{,}85\ ;$$

$$\eta_{3/4} = \frac{220 \cdot 75 - (1580 + 381 + 616 + 144{,}4 + 124)}{220 \cdot 75} = 0{,}837\ ;$$

$$\eta_{2/4} = \frac{220 \cdot 50 - (1580 + 92{,}6 + 616 + 94{,}4 + 46{,}4)}{220 \cdot 50} = 0{,}78\ ;$$

$$\eta_{1/4} = \frac{220 \cdot 25 - (1580 + 23{,}2 + 616 + 46{,}4 + 12)}{220 \cdot 25} = 0{,}586\,.$$

1-27. Mașini speciale de curent continuu

În afară de tipurile de mașini de c. c. studiate în par. precedente, care formează categoria tipurilor așa numite „normale" de asemenea mașini, mai există o serie de tipuri destinate unor domenii speciale de utilizare, care diferă constructiv și funcțional de tipurile normale și care se numesc *mașini speciale de c. c.* În cele ce urmează vom descrie cîteva mașini speciale de c. c. pe care le întîlnim mai des în aplicațiile practice.

a) Generatorul de c. c. pentru sudura cu arc

Principiul sudurii electrice cu arc este expus în par. 8-3. Variația distanței între electrozi, inerentă operației de sudură, produce o variație importantă a rezistenței arcului electric, deci a rezistenței circuitului exterior (circuitului de sarcină) al generatorului de sudură. Deoarece curentul debitat de generator trebuie să păstreze o valoare aproape constantă, este necesar ca odată cu variația rezistenței arcului să aibă loc o variație, în același sens, a tensiunii la bornele mașinii. În afară de aceasta, generatorul trebuie să poată face față regimului de scurtcircuit, care are loc în momentul aprinderii arcului, cînd electrozii sînt puși în contact direct.

Pentru a corespunde acestor cerințe, generatorul de sudură trebuie să aibă o caracteristică externă foarte înclinată (fig. 1-71). În acest scop, el prezintă o serie de particularități constructive (fig. 1-72).

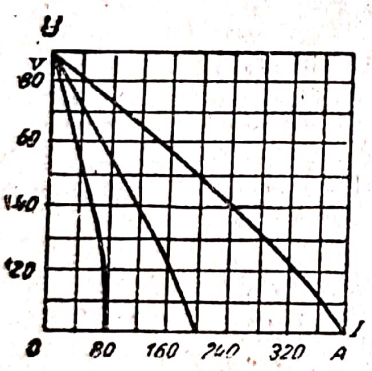


Fig. 1-71. Caracteristicile externe ale generatorului de c. c. pentru sudura cu arc

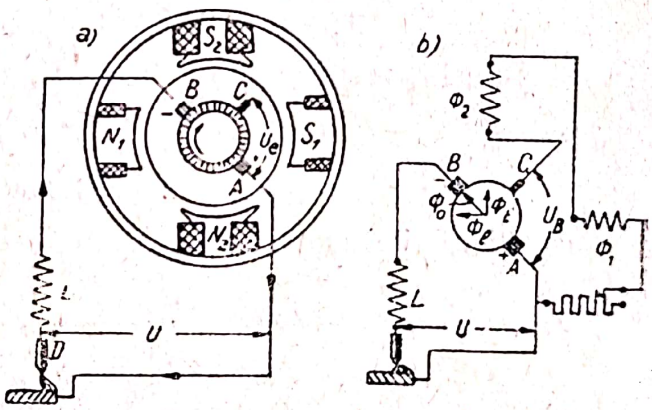


Fig. 1-72. Schema de principiu a generatorului de c. c. pentru sudura cu arc

Inductorul dispune de două perechi de poli și anume: doi poli principali N_1 și S_1 și doi poli suplementari N_2 și S_2. Polii principali sînt prevăzuți cu un miez de fier de secțiune mare și funcționează la orice sarcină nesaturați, pe cînd cei suplementari, prevăzuți cu miez de secțiune mică, funcționează tot timpul saturați. Polii sînt astfel distribuiți încît doi poli vecini, unul principal și unul suplementar, să aibă aceeași polaritate, ceea ce dă mașinii un caracter de mașină bipolară.

Indusul generatorului nu prezintă nici o particularitate față de indusul unei mașini normale de c. c. Mașina este antrenată, sub viteză constantă, de un motor primar.

Generatorul dispune de două perii principale A și B și de o perie auxiliară C. Bobinele de excitație ale celor patru poli sînt legate în serie, circuitul respectiv fiind conectat între peria principală A și cea auxiliară C.

La funcționarea generatorului în sarcină apare fluxul Φ_a, de reacție a indusului, a cărui direcție este dată de axa periilor principale (fig. 1-72 *b*). Acest flux poate fi descompus în două componente: fluxul longitudinal Φ_l, îndreptat în sens opus fluxului produs de polii principali, pe care îl reduce puternic, și fluxul transversal Φ_t, îndreptat în sensul fluxului polilor suplementari, asupra căruia, datorită saturației miezului acestor poli, nu are nici o influență.

Rezultă că odată cu mărirea curentului I, consecința micșorării rezistenței arcului, f.e.m. produsă de fluxul polilor principali și, împreună cu ea, tensiunea U între periile A și B scade brusc, ceea ce antrenează înfrînarea tendinței de creștere a curentului I (fig. 1-71).

Tensiunea aplicată circuitului de excitație (tensiunea dintre periile A și C) rămîne insensibilă la variațiile sarcinii I, deoarece această porțiune a indusului este supusă influenței fluxului polilor suplementari, a cărui valoare, independentă de sarcină, rămîne constantă pentru o anumită poziție a periei auxiliare față de peria principală cu care face pereche.

b) Generatorul pentru iluminatul autovehiculelor și încărcarea bateriilor de acumulatoare ale acestora

Acest generator dispune, ca și cel precedent, tot de trei perii (fig. 1-73): periile principale A și B, legate la circuitul exterior de utilizare, și

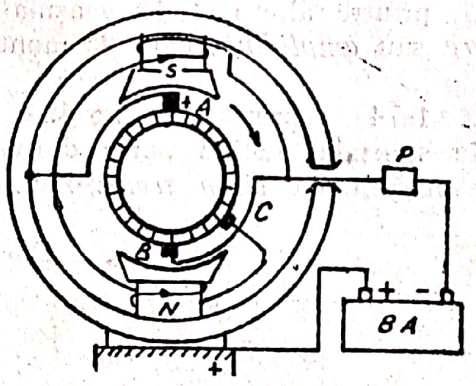


Fig. 1-73. Schema de principiu a generatorului pentru autovehicule

peria auxiliară C care împreună cu una din periile principale (în figură cu peria B) asigură alimentarea circuitului de excitație. Peria auxiliară se așază sub un anumit unghi față de peria principală cu care face pereche.

Generatorul este antrenat de la una din osiile vehiculului pe care îl deservește sau de la arborele de transmisie al acestuia.

Caracteristic acestei mașini este că tensiunea la bornele sale nu trebuie să depindă de viteză, care la un vehicul poate varia în limite largi. Principiul său de funcționare este următorul:

Creșterea turației generatorului produsă de creșterea vitezei autovehiculului tinde să producă o creștere a forței sale electromotoare, a curentului de sarcină și, odată cu acesta, a reacției indusului. Prin așezarea periei C în zona marginei de atac a polului N, în care cîmpul reacției indusului are sens opus cîmpului principal inductor (fig. 1-16 și 1-17), tensiunea între

periile *B* și *C*, deci și curentul de excitație al mașinii, scade brusc odată cu creșterea curentului de sarcină, ca urmare a reducerii f.e.m. indusă în porțiunea indusului aflată între periile *B* și *C*. Scăderea curentului de excitație antrenează scăderea fluxului inductor, astfel că tensiunea la bornele generatorului rămîne practic constantă, independentă de viteza sa de antrenare.

Generatorul pentru vehicule funcționează numai în sarcină, căci în gol tensiunea la bornele sale nu s-ar putea menține constantă, ci ar crește odată cu viteza vehiculului, atingînd valori inadmisibile. În acest scop, generatorul este legat cu bateria de acumulatoare a vehiculului, de care se conectează și se deconectează automat cu ajutorul unui releu de curent invers, atunci cînd viteza vehiculului atinge o anumită limită superioară sau inferioară.

c) Mașina amplificatoare (amplidina)

Desfășurarea justă a proceselor tehnologice din unele întreprinderi moderne reclamă asigurarea unor comenzi automate continue a mașinilor de lucru (sistemelor comandate). În principiu, o asemenea comandă automată constă din înregistrarea oricărei schimbări ce intervine în regimul de lucru al sistemului comandat, cu ajutorul unui aparat sensibil de înregistrare și transmitere numit *transmițător*, și din comunicarea semnalului necesar (semnalul director) organelor care reglează procesul tehnologic.

În general, transmițătorul nu este în stare să creeze decît curenți slabi de semnalizare. Pentru a putea pune în funcțiune organele care execută comenzile, puterea acestor curenți de semnalizare trebuie amplificată în prealabil. În acest scop se utilizează, printre alte metode, mașina cunoscută sub numele de *mașină amplificatoare* sau *amplidină*, care se montează între transmițător și sistemul comandat.

O amplidină (fig. 1-74) reprezintă o mașină generatoare de curent continuu, de construcție specială, făcînd parte dintr-o categorie aparte de mașini de c.c. numite mașini cu *cîmp transversal*. Indusul său, antrenat

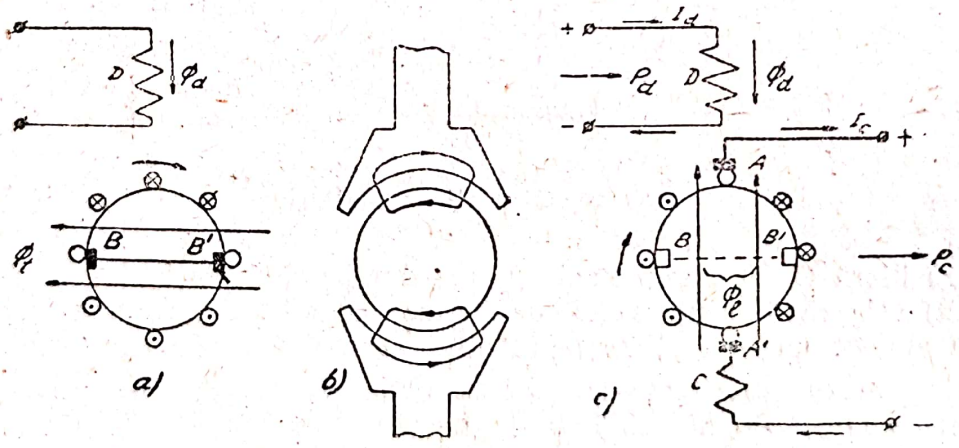


Fig. 1-74. Mașina amplificatoare bipolară, cu cîmp transversal

de un motor primar, este asemenea unui indus obișnuit de curent continuu. Pe colectorul mașinii sînt plasate însă două rînduri de perii: periile principale sau de lucru *A-A'* și periile suplementare *B-B'*, acestea din urmă așezate pe axa neutră geometrică a mașinii și legate în scurtcircuit. La mașina bipolară cele două rînduri de perii sînt decalate, unul față de celălalt, cu 90°.

Polii inductorului sînt prevăzuți cu două înfășurări: o înfășurare de excitație D, înfășurarea directoare, alimentată de curentul director (curentul de semnalizare) I_d, furnizat de transmițător, și o înfășurare de compensație C, parcursă de curentul principal (curentul de comandă) I_c, produs de amplidină.

Amplidina funcționează după următorul principiu:

Fluxul magnetic inductor Φ_d, corespunzător curentului director I_d primit de amplidină, produce în indus o f.e.m. E, al cărui sens, legat de sensul de rotație și determinat prin regula mîinii drepte, este arătat în fig. 1-74 *a*.

Periile B-B' fiind legate în scurtcircuit, în indus apare un curent I, de același sens cu f.e.m. E, a cărui valoare este cu mult mai mare decît aceea a curentului director $I_d (I \gg I_d)$. Mașina este astfel dimensionată încît curentul I să nu atingă valori inadmisibile. Acest curent dă naștere unui flux puternic de reacție transversală Φ_t, care se închide prin piesele polare lărgite ale mașinii (fig. 1-74 *b*). Fluxul Φ_t acționează exact ca și cum mașina ar fi prevăzută cu un sistem de poli inductori cu axa B-B', periile A-A' găsindu-se, față de aceștia, pe axa neutră.

Indusul rotindu-se în cîmpul fluxului transversal Φ_t, între periile principale A-A' se induce o f.e.m. E_c, cu mult mai mare decît f.e.m. E $(E_c \gg E)$, al cărui sens este arătat în fig. 1-74 *c*. Datorită f.e.m. E_c, în circuitul exterior al generatorului, legat la periile A-A' (circuitul de comandă al amplidinei), se obține un curent de comandă I_c, a cărui valoare este considerabil mai mare decît aceea a curentului director I_d primit de amplidină. În indusul amplidinei, în porțiunile cuprinse între periile AB' și $A'B$ curenții I și I_c se adună, iar în porțiunile cuprinse între periile BA și $B'A'$, se scad.

Prin urmare, amplidina amplifică puterea semnalului primit de la valoarea $P_d = U_d I_d$, la valoarea $P_c = U_c I_c$. Această amplificare, care se face în contul energiei furnizate amplidinei de motorul primar care o antrenează, se face în două trepte. În prima treaptă se amplifică puterea de semnalizare P_d, primită de înfășurarea de excitație, la puterea $P = EI$, iar în a doua, puterea este amplificată la puterea finală P_c.

Raportul $k_a = P_c/P_d$ poartă numele de *coeficientul static de amplificare al amplidinei*. La amplidinele moderne, $k_a \approx 10.000$. De pildă, dacă puterea P_d a semnalului primit de amplidină variază cu 0,1 W, se obține o variație de 1 kW a puterii transmisă de amplidină organelor de executare a comenzilor.

După cum rezultă din fig. 1-74 *c*, curentul principal I_c dă naștere unui flux longitudinal Φ_l, care se închide de-a lungul polilor inductori, Acest flux se opune fluxului inductor Φ_d. Pentru a înlătura influența fluxului Φ_l asupra fluxului Φ_d, se utilizează înfășurarea de compensație C, care are ca scop să anuleze fluxul de reacție Φ_l pentru oricare valoare a sarcinii I_c a amplidinei. În modul acesta, fluxul inductor nu mai depinde de curentul I_c, ci numai de curentul de semnalizare I_d.

Pe principiul cîmpului transversal se construiesc și mașini generatoare de sudură precum și mașini generatoare pentru iluminatul trenurilor (generatoare sistem Rașcovschi). Studiul acestor mașini depășește cadrul prezentei lucrări.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL II

TRANSFORMATOARELE ELECTRICE

2-1. Definiţii şi principii de funcţionare

Transformatorul este un aparat static destinat să transforme, prin inducţie electromagnetică, energia electrică a curentului alternativ de o anumită tensiune, în energie electrică de altă tensiune, frecvenţa păstrîndu-se aceeaşi. Prin urmare, transformatorul ridică sau scade tensiunea curentului alternativ cu care este alimentat.

După cum vom arăta în par. 11-6, din motive de ordin economic, transportul energiei electrice se face sub tensiuni înalte sau foarte înalte, după distanţa respectivă. În schimb distribuţia energiei electrice, din motive de protecţie şi de izolaţie, se face sub tensiuni relativ reduse. De aci necesitatea de a utiliza, în scopul alimentării liniilor de transport, transformatoare care să ridice tensiunea, iar pentru alimentarea reţelelor de distribuţie, transformatoare care să coboare tensiunea.

În esenţă, un transformator se compune dintr-un miez de fier (fig. 2-1) constituind unul sau mai multe circuite magnetice închise, pe care

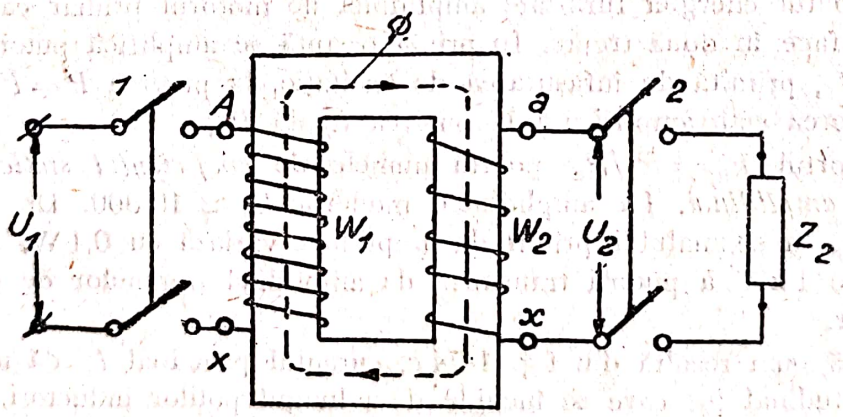


Fig. 2-1. Schema de principiu a transformatorului monofazat

sînt fixate două înfăşurări izolate atît între ele cît şi faţă de miezul de fier. Înfăşurarea care primeşte energia se numeşte *înfăşurare primară* sau *bobinaj primar*, iar cea care furnizează energia, *înfăşurare secundară* sau *bobinaj secundar*.

Înfăşurarea care se leagă la reţeaua cu tensiunea ridicată se numeşte *înfăşurare de înaltă tensiune*, iar cea care se leagă la reţeaua cu tensiune scăzută, *înfăşurare de joasă tensiune*.

Pentru claritate, în reprezentarea schematică a transformatorului din fig. 2-1 cele două înfăşurări sînt aşezate pe coloane diferite. În realitate, cele două înfăşurări se aşază împreună, pe fiecare coloană a miezului magnetic (fig. 2-2).

După numărul de faze, transformatoarele pot fi monofazate (fig. 2-1, 2-2 şi 2-3) sau polifazate. Cele mai răspîndite sînt însă transformatoarele trifazate (fig. 2-19).

Conform STAS 1703-50, prin *regim nominal de funcţionare* al unui transformator se înţelege regimul pentru care a fost construit transformatorul

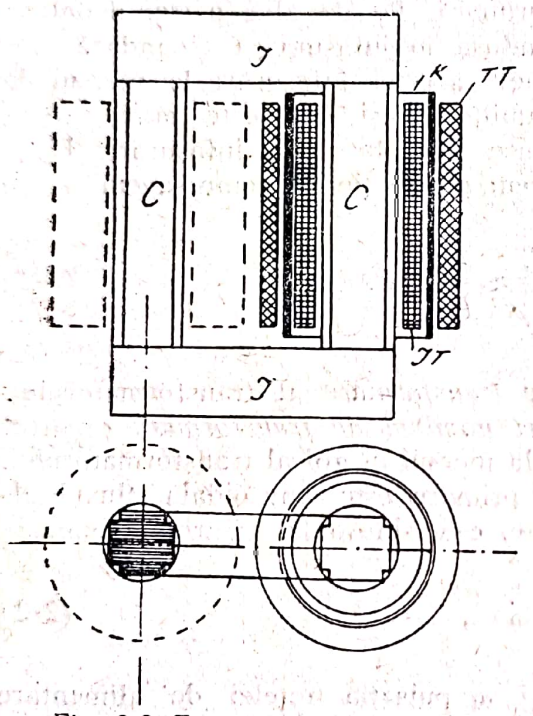


Fig. 2-2. Transformator monofazat „cu coloana"

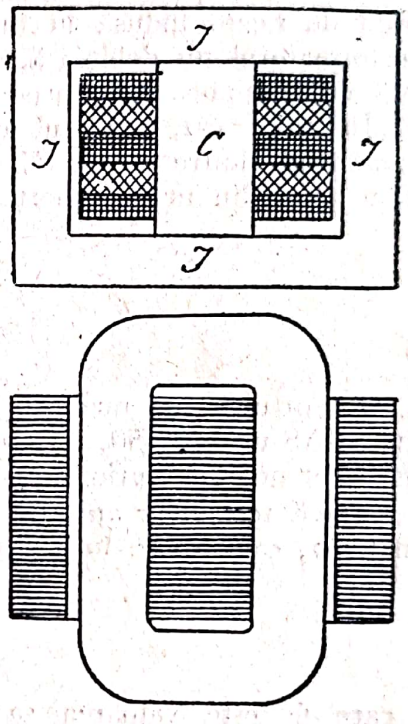


Fig. 2-3. Transformator monofazat „în manta"

Mărimile care caracterizează regimul nominal sînt: puterea, tensiunea, frecvenţa şi temperatura mediului abiant. Valorile acestor mărimi sînt, de regulă, înscrise pe plăcuţa de fabricaţie a transformatorului.

În cele ce urmează, convenim să notăm cu indicele *1* toate mărimile care se referă la înfăşurarea primară (de pildă, P_1, U_1, I_1, r_1 etc.) şi cu indicele *2*, cele care se referă la înfăşurarea secundară (de pildă, P_2, U_2, I_2, r_2 etc.).

Dacă circuitul înfăşurării secundare este deschis şi se aplică înfăşurării primare o tensiune alternativă, curentul absorbit de această înfăşurare va crea în miez un flux magnetic alternativ φ. Acest flux este reprezentat, la un moment dat, în fig. 2-1, printr-una din liniile sale magnetice.

Fluxul variabil φ străbate ambele înfăşurări şi induce aceeaşi f.e.m. în fiecare spiră a acestora. Dacă notăm valoarea eficace comună a acestor f.e.m. cu E_{sp}, cu w_1 spirele înfăşurării primare şi cu w_2 cele ale înfăşurării secundare, f.e.m. induse în cele două înfăşurări sînt egale, respectiv,

cu $E_1 = w_1 E_{sp}$ și cu $E_2 w_2 E_{sp}$. Făcînd raportul dintre aceste f.e.m., se obține

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 E_{sp}}{w_2 E_{sp}} = \frac{w_1}{w_2} .$$

Ca în orice receptor, tensiunea aplicată primarului face față f.e.m. induse și căderilor de tensiune. Cînd circuitul secundar este deschis (în regimul de mers în gol al transformatorului), curentul absorbit de primar este relativ mic și căderea de tensiune din înfășurarea primară, neglijabilă. În acest caz, se poate considera $E_1 \approx U_1$, adică tensiunea aplicată este echilibrată de f.e.m. indusă în înfășurarea primară. Pe de altă parte, deoarece transformatorul nu debitează, f.e.m. E_2 indusă în înfășurarea secundară este egală cu tensiunea U_{20} produsă la bornele acestei înfășurări la mersul în gol. În acest caz, raportul dintre tensiunile U_1 și U_{20} este practic egal cu raportul dintre f.e.m. E_1 și E_2 induse în cele două înfășurări. Dacă notăm acest din urmă raport cu k și facem abstracție de semn, avem

$$k = \frac{w_1}{w_2} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} . \qquad (2\text{-}1)$$

Raportul k se numește *raportul de transformare* al transformatorului. Prin STAS-ul 1703-50, se numește *raport nominal de transformare* raportul tensiunilor nominale primare și secundare la mersul în gol al transformatorului.

Dacă tensiunea aplicată înfășurării primare este sinusoidală, fluxul alternativ φ, care apare în această înfășurare, este sinusoidal și are ca expresie

$$\varphi = \Phi \sin \omega t , \qquad (2\text{-}2)$$

în care Φ este valoarea sa maximă și ω pulsația rețelei de alimentare ($\omega = 2\pi f$).

2-2. Principii constructive

Circuitul magnetic al transformatorului are, în genere, o formă dreptunghiulară. În fig. 2-2 este reprezentat tipul constructiv numit *cu coloane*, iar în fig. 2-3, tipul constructiv *în manta*. Execuția cu coloane este întrebuințată pe scară foarte largă în Europa, iar cea în manta în special în America.

Transformatoarele trifazate pot fi, de asemenea, executate cu coloane sau în manta.

Circuitele magnetice ale transformatoarelor se construiesc din tole speciale de oțel numite *tole de transformator*, laminate la o grosime de 0,35 sau de 0,5 mm și dispunînd de un procent ridicat de siliciu. Pentru reducerea curenților Foucault, tolele sînt izolate între ele cu foiță subțire de hîrtie sau cu lac izolant. Materialul tolelor trebuie să aibă o bună permeabilitate magnetică, o rezistență specifică relativ mare pentru a reduce la minim pierderile prin curenți Foucault, și o forță coercitivă cît mai scăzută, pentru ca pierderile prin histerezis să fie minime.

Scanned with OKEN Scanner

Secţiunile miezului de fier pentru unităţile de putere mică au o formă pătrată (fig 2-4 *a*) sau formă de cruce obişnuită (ifg. 2-4 *b*), iar pentru unităţile de putere mare, forma de cruce în trepte (fig. 2-4 *c*), icare este mai avantajoasă din punct de vedere al ventilaţiei şi al economiei de cupru.

Cele două înfăşurări (primară şi secundară) ale aceleiaşi faze se aşază pe aceeaşi coloană a transformatorului trifazat, în aşa fel încît să fie cît mai aproape una de alta, pentru a se micşora fluxurile de scăpări (vezi

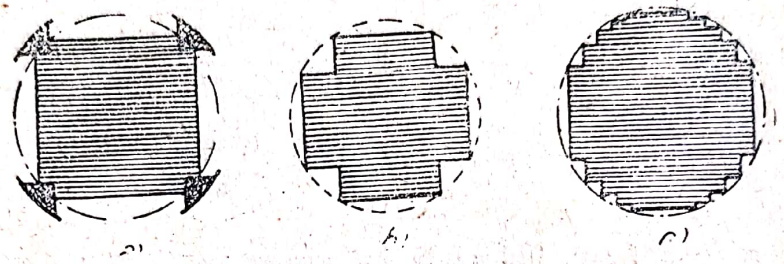


Fig. 2-4. Formele secţiunilor transversale ale miezului

par. 2-4 şi 2-5). Dacă transformatorul este monofazat (fig. 2-2), cele două înfăşurări se împart egal pe cele două coloane. Înfăşurările se execută cu bobine coaxiale (bobine cilindrice), montîndu-se pe miez bobina de joasă tensiune (*JT*) şi peste ea, în exterior, cea de înaltă tensiune (*IT*) (fig. 2-2), sau cu bobine în formă de galeţi (fig. 2-3), aşezîndu-se pe miez, alternat, un galet de joasă tensiune după unul de înaltă tensiune.

Pentru a izola înfăşurările de înaltă tensiune faţă de cele de joasă tensiune se utilizează, la înfăşurările coaxiale, cilindri izolatori (*K* din fig. 2-2) confecţionaţi din carton preşpan bachelizat sau din materiale speciale, iar la înfăşurările în galeţi, rondele din aceleaşi materiale.

În reţelele de distribuţie, transformatoarele coborîtoare sînt instalate în diverse puncte de pe întinsul reţelei. Tensiunile de alimentare ale acestor transformatoare pot fi inegale, din cauza căderilor inegale de tensiune în reţea între punctele de alimentare ale acesteia şi punctele în care se găsesc transformatoarele. În acest caz, tensiunile lor secundare vor fi diferite de cele nominale. Pentru a remedia aceasta, transformatoarele pînă la 5 600 kVA, de tensiuni pînă la 35 kV, sînt prevăzute în înfăşurarea de înaltă tensiune, pe lîngă priza nominală, căreia la mersul în gol îi corespunde tensiunea secundară nominală, cu încă două prize suplementare, care permit să se varieze raportul lor de transformare cu $\pm$ 5%. La aceeaşi tensiune primară aplicată, succesiv, fiecăreia din prize, se pot obţine valori diferite ale tensiunii secundare. Se utilizează astfel priza la care, în punctul în care funcţionează transformatorul, se obţine o tensiune secundară egală cu cea nominală, sau apropiată de ea.

2-3. F.e.m. produse în înfăşurările transformatorului

Valoarea instantanee a f.e.m. indusă în înfăşurarea primară de fluxul variabil φ, definit în par. 2-1, este, conform legii inducţiei electromagnetice, magnetice,

$$e_1 = -w_1 \frac{d\varphi}{dt} \cdot \qquad (2\text{-}3)$$

Ţinînd seama de expresia valorii instantanee a fluxului din transformator, dată de relaţia (2-2), se obţine

$$e_1 = -w_1 \frac{d(\Phi \sin \omega t)}{dt} = -w_1 \Phi \omega \cos \omega t \cdot$$

Dacă notăm

$$w_1 \Phi \omega = E_{1m}$$

şi observăm că

$$-\cos \omega t = \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) ,$$

avem ca expresie a f.e.m. induse în înfăşurarea primară a transformatorului

$$e_1 = E_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \qquad (2\text{-}4)$$

Aşa cum trebuia să ne aşteptăm, f.e.m. indusă este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ sau, în timp, cu un sfert de perioadă în urma fluxului care o produce. F.e.m. eficace indusă în înfăşurarea primară este dată de relaţia

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{w_1 \Phi \omega}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi = 4{,}44 f w_1 \Phi \cdot \qquad (2\text{-}5)$$

În mod analog se obţine valoarea f.e.m. eficace indusă în înfăşurarea secundară

$$E_2 = 4{,}44 f w_2 \Phi \cdot \qquad (2\text{-}6)$$

Pe lîngă f.e.m. E_1 şi E_2, care sînt f.e.m. principale ale transformatorului, în înfăşurările acestuia mai apar şi f.e.m. de scăpări E_{s1}, respectiv E_{s2}, pe care le vom defini şi analiza în paragrafele următoare.

2-4. Funcţionarea transformatorului în gol

Dacă alimentăm înfăşurarea primară a unui transformator de la o reţea a cărei tensiune este U_1 şi lăsăm bobinajul secundar deschis (întrerupătorul *1* din fig. 2-1 închis şi întrerupătorul *2* deschis), transformatorul va funcţiona fără sarcină. Este *regimul de funcţionare în gol* al transformatorului.

Să notăm cu I_0 curentul absorbit de înfăşurarea primară. Acest curent se numeşte *curent de mers în gol*. El dă naştere fluxului magnetic de mers în gol al transformatorului.

Pînă acum am presupus că întregul flux produs de primar se închide numai prin miezul de fier, străbătînd în întregime cele două circuite. În realitate, o mică parte (cîteva procente) din fluxul magnetic produs de

curentul primar al transformatorului se închide parțial sau în întregime prin aer (fig. 2-5).

Fluxul magnetic care se închide prin miezul de fier poartă numele de *flux util* sau *flux principal* și se notează cu Φ, iar fluxul care se închide prin aer se numește *flux de scăpări* și se notează cu Φ_{s1}.

Acțiunea acestor fluxuri se analizează separat.

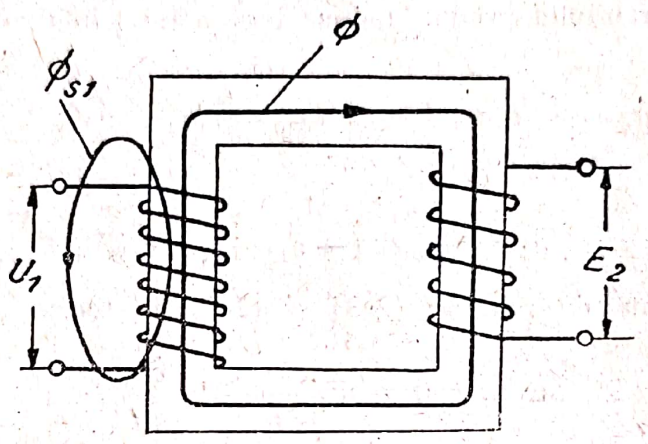


Fig. 2-5. Schema fluxurilor transformatorului la funcționarea în gol

Primul flux, fluxul util care se închide prin fier, depinde de permeabilitatea variabilă a fierului fiind legat de curentul care îl produce prin curba de magnetizare. Prin urmare, acest flux nu variază proporțional cu curentul care îi dă naștere decît în cazul funcționării nesaturate a transformatorului. De aceea, cînd determinăm f.e.m. produsă de fluxul util trebuie să plecăm de la relația $e = -w \frac{d\varphi}{dt}$.

În înfășurarea primară, fluxul util produce f.e.m. dată de relația (2-3), a cărei valoare eficace $E_1 = 4{,}44\, f\, w_1\, \Phi$ am determinat-o în paragraful precedent.

Al doilea flux, fluxul de scăpări, închizîndu-se mai mult prin aer, al cărui coeficient de permeabilitate este constant, este practic proporțional cu curentul. F.e.m. produsă de acest flux, care apare numai în înfășurarea primară, poate fi pusă sub forma

$$e_{s1} = -l_1 \frac{di_1}{dt}, \qquad (2\text{-}7)$$

în care l_1 este inductanța de scăpare, constantă, a primarului. Conform relației (7-13) din vol. I, $l_1 = \frac{\Psi_{1s}}{I_1} = \frac{w_1 \Phi_{1s}}{I_1}$.

F.e.m. produsă de fluxul de scăpări se numește *f.e.m. de scăpări*. Valoarea ei eficace este dată de relația

$$E_{s1} = -l_1 \omega I_1 = -x_1 I_1, \qquad (2\text{-}8)$$

în care $x_1 = l_1 \omega$ este *reactanța de scăpări a primarului*.

La funcționarea în gol, $I_1 = I_0$ și relația precedentă devine

$$E_{s10} = -x_1 I_0 \ .$$

Fluxul de scăpări fiind practic în fază cu curentul, f.e.m. produsă de el va fi decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în întîrziere față de curent.

Aplicînd circuitului primar a doua lege a lui Kirchhoff, avem la mersul în gol relația

$$u_1 + e_1 + e_{s10} = r_1 i_0 \ ,$$

sau

$$u_1 = r_1 i_0 + (-e_1) + (-e_{s10}) \ ,$$

care, ținînd seama de relațiile (2-3) și (2-7), ia forma

$$u_1 = r_1 i_0 + w_1 \frac{d\varphi}{dt} + l_1 \frac{d i_0}{dt} \ . \qquad (2\text{-}9)$$

Vectorial, relația precedentă devine

$$\overline{U}_1 = -\overline{E}_1 + r_1 \overline{I}_0 + j x_1 \overline{I}_0 \ . \qquad (2\text{-}10)$$

Vectorul $-\overline{E}_1$, egal și de sens contrar cu vectorul f.e.m. $\overline{E}_1$ indusă în primar, reprezintă forța contraelectromotoare a transformatorului și apare în diagramă decalat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea fluxului util. Vectorul $r_1 \overline{I}_0$ reprezintă căderea ohmică din circuitul primar și este paralel cu vectorul curentului. În fine, vectorul $j x_1 \overline{I}_0$ reprezintă căderea inductivă de tensiune datorită scăpărilor de flux și este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea curentului.

Construcția vectorială a ecuației (2-10) ne dă valoarea tensiunii aplicate U_1 ca mărime, direcție și sens. Diagrama de funcționare în gol a transformatorului se construiește precum urmează (fig. 2-6):

Se ia fluxul util ca origine de fază și se construiesc vectorii $\overline{E}_1$ și $\overline{E}_2$ decalați cu $\frac{\pi}{2}$ în întîrziere față de fluxul util. Vectorul $\overline{E}_2$ reprezintă totodată și vectorul tensiunii secundare, deoarece în gol $\overline{U}_{20} = \overline{E}_2$. Se construiește curentul în gol $\overline{I}_0$, decalat în avans față de Φ cu unghiul de pierderi în fier α (vezi vol. I par. 13-4). În fază cu $\overline{I}_0$ se construiește vectorul fluxului de scăpări $\overline{\Phi}_{s10}$ și, cu $\frac{\pi}{2}$ în întîrziere, f.e.m. de scăpări $\overline{E}_{s10}$.

Pentru a construi vectorul tensiunii aplicate $\overline{U}_1$, ducem vectorul $-\overline{E}_1$, componenta tensiunii primare care echilibrează f.e.m. $\overline{E}_1$. Din vîrful vectorului $-\overline{E}_1$ construim vectorul căderii ohmice de tensiune $r_1 \overline{I}_0$, paralel cu I_0, și din vîrful vectorului $r_1 \overline{I}_0$ ducem vectorul $j x_1 \overline{I}_0$, egal și de sens

contrar cu $\overline{E}_{s10}$, care reprezintă căderea inductivă de tensiune. Legînd originea O cu vîrful vectorului $jx_1\overline{I}_0$, se obține tensiunea $\overline{U}_1$.

Din diagramă rezultă că curentul $\overline{I}_0$ de mers în gol este decalat în întîrziere față de $\overline{U}_1$ cu unghiul φ_0. Unghiul de pierderi α fiind, de obicei,

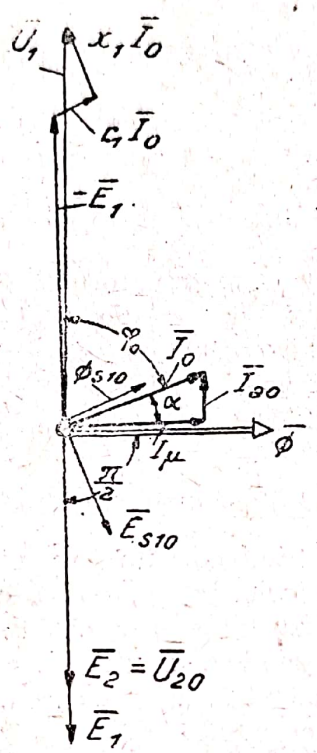


Fig. 2-6. Diagrama vectorială de funcționare în gol a transformatorului

foarte mic (cca 5-6°), unghiul φ_0 este foarte apropiat de 90° și cos φ_0, factorul de putere la funcționarea în gol a transformatorului, este de cca 0,2 - 0,3.

Ecuația (2-10) și diagrama respectivă exprimă că tensiunea U_1 aplicată transformatorului echilibrează f.c.e.m. $-E_1$ și căderile ohmice și inductive care apar în înfășurarea primară prin trecerea curentului I_0. Aceste căderi de tensiune pot fi puse sub forma

$$r_1\overline{I}_0 + jx_1\overline{I}_0 = \overline{I}_0(r_1 + jx_1) = \overline{z}_1\overline{I}_0 \quad , \qquad (2\text{-}11)$$

în care z_1 este impedanța înfășurării primare.

Aceste concluzii sînt valabile și pentru funcționarea transformatorului în sarcină, înlocuindu-se în relațiile de mai sus I_0 prin I_1, curentul primar în sarcină, și E_{s10} cu E_{s1}. În acest caz, relația (2-9) devine

$$u_1 = r_1 i_1 + w_1 \frac{d\varphi}{dt} + l_1 \frac{di_1}{dt} \quad , \qquad (2\text{-}9\,a)$$

iar relația (2-10)

$$\overline{U}_1 = -\overline{E}_1 + r_1\overline{I}_1 + jx_1\overline{I}_1 \quad . \qquad (2\text{-}10\,a)$$

Curentul I_0, absorbit de transformator la funcţionarea în gol, poate fi descompus în două componente (fig. 2-6):

1. o componentă magnetizantă sau reactivă I_μ, în fază cu fluxul magnetic util Φ pe care îl produce;

2. o componentă wattată sau activă I_{a0}, în fază cu f.c.e.m. $-E_1$, care acoperă pierderile în fier p_{Fe} ale transformatorului (pierderi prin histerezis şi curenţi Foucault).

Valoarea curentului I_{a0} este dată de relaţia

$$I_{a0} = \frac{p_{Fe}}{U_1} \quad , \tag{2-12}$$

în care valoarea termenului p_{Fe} se determină aşa cum vom arăta în paragraf. 2-9.

Impedanţa înfăşurărilor transformatorului fiind relativ redusă, influenţa căderii de tensiune $z_1 I_0$, dată de relaţia (2-11), se poate neglija faţă de tensiunea aplicată U_1. Această constatare este valabilă şi în sarcină deoarece, chiar la sarcina nominală, căderea totală de tensiune a transformatorului (vezi par. 2-10) nu depăşeşte de 2-5% din tensiunea aplicată. Prin urmare, putem scrie

$$U_1 \approx E_1 = 4{,}44\, f\, w_1\, \Phi \equiv \Phi \quad .$$

Tensiunea aplicată U_1 fiind constantă, rezultă că fluxul util Φ al transformatorului rămîne practic constant şi, odată cu el, şi curentul I_μ care îl produce, oricare ar fi sarcina transformatorului. Deoarece pierderile în fier p_{Fe} depind de inducţia magnetică, rezultă că aceste pierderi sînt constante, independente de sarcină şi, odată cu ele, şi curentul I_{a0} dat de relaţia (2-12).

Urmează că valoarea curentului de mers în gol, dată de relaţia

$$I_0 = \sqrt{I_{a_0}^2 + I^2\mu} \quad , \tag{2-13}$$

rămîne constantă şi în sarcină, curentul I_0 constituind, în acest caz, o componentă a curentului primar de sarcină I_1. Rămîn de asemenea constante în sarcină şi amperspirele $w_1 I_0$, date de acest curent. Această din urmă constatare rezultă şi din faptul că fluxul util Φ al transformatorului, produs în gol de amperspirele $w_1 I_0$, rămîne practic acelaşi şi în sarcină.

2-5. Funcţionarea transformatorului în sarcină

Funcţionarea în sarcină reprezintă regimul normal de funcţionare al transformatorului, în care înfăşurarea sa primară este legată la reţeaua care alimentează transformatorul, iar înfăşurarea secundară, la reţeaua alimentată de transformator (în fig. 2-1, ambii întrerupători *1* şi *2* închişi).

Să presupunem că reţeaua alimentată de transformator (circuitul de sarcină) are o impedanţă Z_2 dată de relaţia $Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$, în care R_2 şi X_2 reprezintă rezistenţa, respectiv reactanţa acestei reţele.

Sub influenţa f.e.m. E_2, induse în circuitul secundar, apare în acest circuit un curent

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (x_2 + X_2)^2}} \quad , \tag{2-14}$$

decalat față de f.e.m. E_2 cu un unghi ψ_2, dat de relația

$$\operatorname{tg}\psi_2 = \frac{x_2 + X_2}{r_2 + R_2} \quad , \tag{2-15}$$

în care r_2 este rezistența ohmică a înfășurării secundare a transformatorului și x_2, reactanța de scăpări a acestei înfășurări.

Reactanța de scăpări x_2 a înfășurării secundare corespunde fluxului secundar de scăpări Φ_{s2} produs de curentul secundar I_2. Fluxul secundar de scăpări, care se definește la fel ca și fluxul primar de scăpări, este proporțional și în fază cu curentul I_2.

Odată cu apariția curentului secundar I_2, în transformator ia naștere o f.m.m. secundară proporțională cu amperspirele secundare $w_2 I_2$ și în circuitul magnetic al transformatorului apare un flux secundar Φ_2, produs de aceste amperspire. Fluxul secundar Φ_2 se compune cu fluxul primar Φ_1, produs de amperspirele primare $w_1 I_1$, pentru a ne da fluxul util al transformatorului Φ. Deoarece acesta din urmă rămîne constant, și odată cu el și amperspirele $w_1 I_0$, rezultă că apariția sarcinii I_2 în circuitul secundar și a fluxului secundar Φ_2 corespunzător impune o variație în mărime și decalaj a curentului primar așa fel încît să avem

$$w_1 \overline{I_1} + w_2 \overline{I_2} = w_1 \overline{I_0} \cdot \tag{2-16}$$

Prin urmare, sarcina I_2 a secundarului impune circuitului primar un curent a cărui valoare este dată de relația

$$\overline{I_1} = \overline{I_0} + \left(-\frac{w_2}{w_1}\overline{I_2}\right) \tag{2-17}$$

și ecuația tensiunilor primarului ia forma dată de relația (2-10 a).

Curentul de mers în gol I_0 fiind mic în comparație cu curentul primar în sarcină I_1 (circa 5-10% din curentul nominal), la sarcini importante ale transformatorului el poate fi neglijat și ecuația (2-16) devine

$$w_1 \overline{I_1} + w_2 \overline{I_2} \approx 0 \quad , \tag{2-18}$$

sau, abstracție făcînd de semn,

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k} \quad . \tag{2-19}$$

Prin urmare, la sarcini importante raportul dintre valoarea curentului primar și a celui secundar este egal cu inversul raportului de transformare.

Din relația (2-18) mai rezultă că în sarcină

$$w_1 I_1 \approx -w_2 I_2 \quad ,$$

adică, dacă neglijăm amperspirele fluxului util $w_1 I_0$, care sînt mici în raport cu amperspirele primarului și ale secundarului, acestea din urmă sînt practic egale între ele și în opoziție de fază.

Pentru a se obține tensiunea U_2 la bornele secundare ale transformatorului în sarcină trebuie ca din E_2, f.e.m. indusă în înfășurarea secundară, să se scadă vectorial căderea de tensiune ohmică $r_2 \overline{I_2}$ și căderea de tensiune inductivă $jx_2 \overline{I_2}$. Rezultă pentru secundar următoarea relație vectorială

$$\overline{U_2} = \overline{E_2} - r_2 \overline{I_2} - jx_2 \overline{I_2} \tag{2-20}$$

care, în valori instantanee, devine

$$-u_2 = r_2 i_2 + w_2 \frac{d\varphi}{dt} + l_2 \frac{di_2}{dt} \cdot \qquad (2\text{-}21)$$

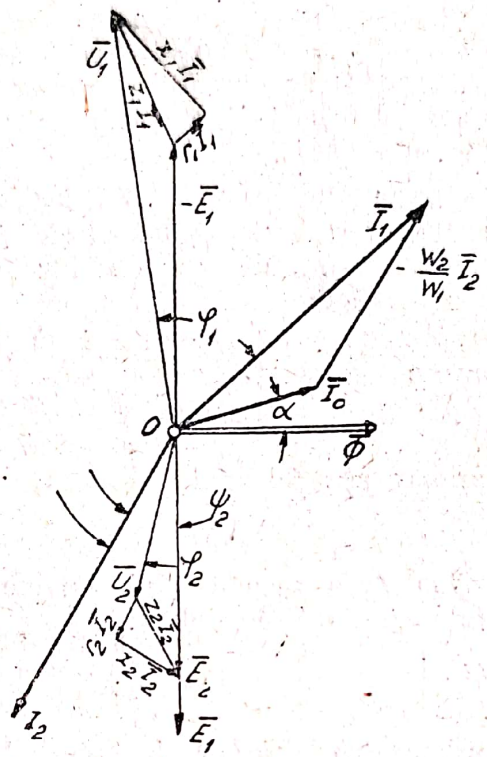


Fig. 2-7. Diagrama vectorială la funcționarea în sarcină a transformatorului

Relațiile (2-9 a) și (2-21) reprezintă ecuațiile generale analitice ale transformatorului în sarcină, iar relațiile (2-10 a) și (2-20), aceleași ecuații sub formă vectorială.

Diagrama transformatorului în sarcină este reprezentată în fig. 2-7. Unghiul φ_2, dintre U_2 și I_2, reprezintă decalajul curentului I_2 față de tensiunea la bornele secundare ale transformatorului și valoarea lui este fixată de parametri R_2 și X_2 ai rețelei secundare prin relația

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{X_2}{R_2} \cdot \qquad (2\text{-}22)$$

Decalajul φ_1 dintre curentul primar în sarcină I_1 și tensiunea aplicată U_1 rezultă din construcția diagramei. El este cu atît mai mare, cu cît φ_2 este mai mare. Variind încărcarea transformatorului de la zero pînă la sarcina nominală, odată cu curentul secundar crește și curentul primar; vor crește, prin urmare, căderile de tensiune în înfășurările primară și secundară și, la tensiunea primară $U_1 = \text{const}$, tensiunea la bornele secundare va scădea. Se vede că scăderea tensiunii secundare depinde nu numai de valoarea sarcinii, dar și de decalajul φ_2 al curentului secundar, pentru aceeași sarcină căderea fiind cu atît mai pronunțată, cu cît φ_2 inductiv este mai mare.

2-6. Raportarea înfăşurării secundare a transformatorului la cea primară

După cum rezultă din fig. 2-7, în construcţia diagramei transformatorului în sarcină s-au folosit f.e.m. E_1 şi E_2 de acelaşi ordin de mărime, ceea ce presupune că raportul de transformare este apropiat de unitate, deci că înfăşurările primară şi secundară au aproximativ acelaşi număr de spire. În realitate raportul de transformare este cu mult diferit de unitate, ceea ce creează neajunsuri la construirea diagramelor vectoriale.

Pentru a se putea utiliza diagramele vectoriale şi pentru a determina şi compara cantitativ fenomenele care apar în funcţionarea unui transformator obişnuit, în care w_1 şi w_2 diferă cu mult unul de altul, este necesar ca toţi parametri înfăşurării secundare să fie raportaţi la numărul de spire al înfăşurării primare. Se obţine, în modul acesta, un transformator cu raportul 1/1. Raportarea la primar se face în aşa fel încît în înfăşurarea secundară raportată fluxul, puterile şi căderile de tensiune să rămînă aceleaşi ca în înfăşurarea neraportată.

Parametri raportaţi ai înfăşurării secundare îi reprezentăm cu aceleaşi simboluri ca şi cei neraportaţi, marcaţi însă cu semnul $'$, de pildă: E'_2, U'_2, I'_2 etc. Relaţiile dintre parametri reali ai înfăşurării secundare şi cei raportaţi se determină după cum urmează:

a) F. e. m. secundară raportată

Din relaţia (2-6) se obţine valoarea f.e.m. indusă în fiecare spiră a secundarului

$$\frac{E_2}{w_2} = 4{,}44\, f\, \Phi \ .$$

Deoarece, după raportare, fluxul util Φ trebuie să rămînă acelaşi, vom avea

$$\frac{E'_2}{w_1} = 4{,}44\, f\, \Phi = \frac{E_2}{w_2} \ ;$$

deci f.e.m. secundară raportată este

$$E'_2 = E_2 \frac{w_1}{w_2} = 4{,}44\, f\, w_1 \Phi = E_1 = k E_2 \ . \qquad (2\text{-}23)$$

Rezultă că f.e.m. (şi la fel tensiunea secundară) se raportează la primar prin înmulţirea ei cu raportul de transformare.

b) Curentul secundar raportat

Prin raportarea la primar puterea aparentă a înfăşurării secundare trebuind să rămînă aceeaşi, vom avea

$$E_2 I_2 = E'_2 I'_2 \ ;$$

de unde

$$I'_2 = \frac{E_2}{E'_2} I_2 = \frac{E_2}{k E_2} I_2 = \frac{I_2}{k} \ . \qquad (2\text{-}24)$$

Deci curentul secundar se raportează la primar împărţindu-l prin raportul de transformare.

c) Rezistenţele secundare raportate

Deoarece, prin raportare, valoarea relativă a căderii de tensiune trebuie să rămînă aceeaşi, putem scrie

$$\frac{r'_2 I'_2}{E'_2} = \frac{r_2 I_2}{E_2},$$

pentru căderile ohmice relative, şi

$$\frac{x'_2 I'_2}{E'_2} = \frac{x_2 I_2}{E_2},$$

pentru cele reactive.

Substituind în aceste relaţii pe E'_2 şi I'_2 cu valorile de mai sus, se obţine

$$r'_2 = k^2 r_2, \tag{2-25}$$

$$x'_2 = k^2 x_2 \tag{2-26}$$

şi

$$z'_2 = \sqrt{r'^2_2 + x'^2_2} = k^2 z_2 . \tag{2-27}$$

Rezultă că rezistenţa ohmică, reactanţa şi impedanţa secundară se raportează la primar înmulţindu-le cu pătratul raportului de transformare.

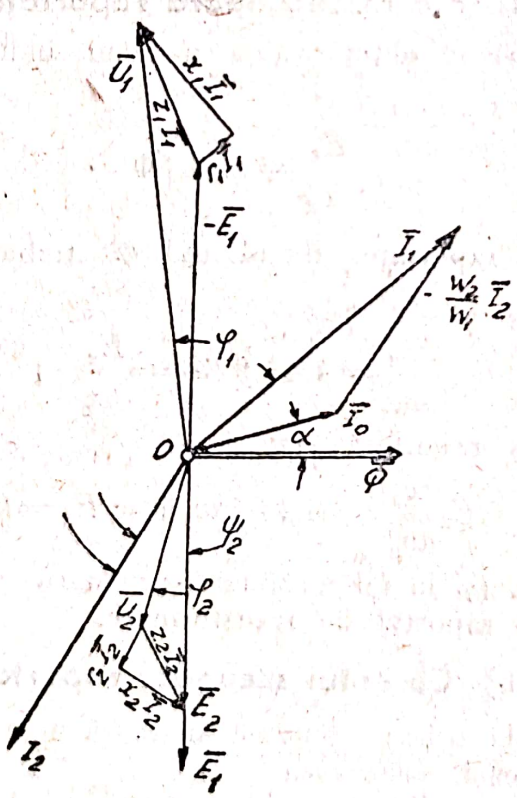


Fig. 2-8. Diagrama vectorială în sarcină a transformatorului cu parametri secundari raportaţi la primar

În relaţiile de mai sus, prin raport de transformare se înţelege raportul dintre numărul de spire al înfăşurării la care se execută raportarea şi numărul de spire al înfăşurării raportate.

În mărimi raportate, ecuația (2-20) a circuitului secundar devine

$$\overline{U}'_2 = \overline{E}'_2 - \overline{r}'^2 \overline{I}'_2 - j x'_2 \overline{I}'_2 \quad ,$$

iar relația (2-17)

$$\overline{I}_1 = \overline{I}_0 + \left(-\overline{I}_2 \frac{w_2}{w_1}\right) = \overline{I}_0 + \left(-\frac{\overline{I}_2}{k}\right) = \overline{I}_0 - \overline{I}'_2 \quad . \qquad (2\text{-}17\,a)$$

Decalajele secundare rămîn neschimbate. De pildă, decalajul ψ_2 dat de relația (2-15) devine

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{x_2 + X_2}{r_2 + R_2} = \frac{x'_2 + X'_2}{r'_2 + R'_2} \quad .$$

În fig. 2-8 este reprezentată diagrama de funcționare în sarcină a transformatorului, construită cu parametri secundari raportați la primar.

În mod analog poate fi raportată înfășurarea primară a transformatorului la cea secundară. În acest caz, $k = \dfrac{w_2}{w_1}$.

2-7. Diagramele simplificate ale transformatorului

Diagrama vectorială a transformatorului în sarcină reprezentată în fig. 2-8 poate fi pusă sub o formă mai concentrată, rotind partea ei inferioară (referitoare la mărimile secundare) cu 180^0 în sens trigonometric, astfel ca vectorul E_1 să coincidă cu vectorul $-E_1$. Se obține diagrama din fig. 2-9 care poartă numele de *diagramă cumulată*.

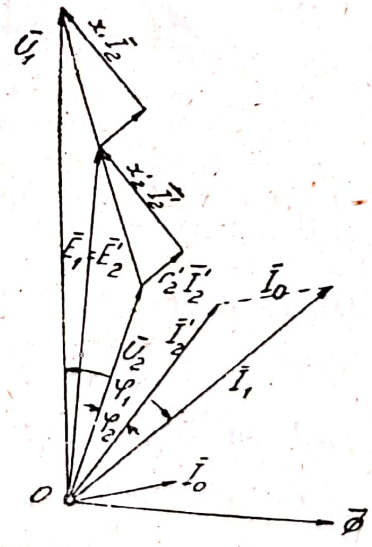


Fig. 2-9 Diagrama vectoriala cumulată a transformatorului în sarcină

Această din urmă diagramă poate fi simplificată dacă se neglijează curentul de mers în gol I_0 și se consideră, din relația (2-17 a), că $I_1 = I'_2$. Se obține în acest caz diagrama vectorială simplificată din fig. 2-10 a, construită în ipoteza că se ia ca origine de fază faza curentului $I_1 = I'_2$.

În fig. 2-10 *b* este reprezentată o formă și mai simplă a diagramei precedente, în care cateta AB a triunghiului dreptunghi ABC reprezintă suma căderilor active de tensiune în cele două înfășurări ale transformatorului

$$AB = r_1 I_1 + r_2' I_2' = (r_1 + r_2') I_1 = r_{sc} I_1 , \qquad (2\text{-}28)$$

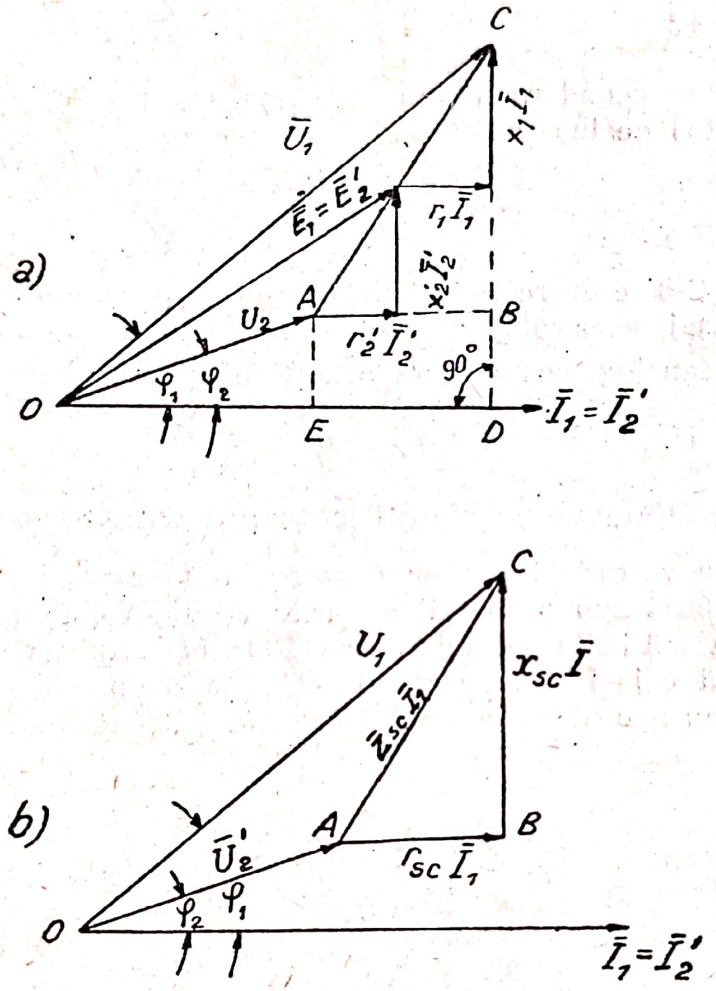


Fig. 2-10. Diagrama vectorială simplificată a transformatorului în sarcină

iar cateta $\overline{BC}$, suma căderilor reactive de tensiune în cele două înfășurări

$$BC = x_1 I_1 + x_2' I_2' = (x_1 + x_2') I_1 = x_{sc} I_1 . \qquad (2\text{-}29)$$

Ipotenuza $\overline{AC}$ a triunghiului este dată de relația

$$AC = \sqrt{(r_{sc} I_1)^2 + (x_{sc} I_1)^2} = z_{sc} I_1 . \qquad (2\text{-}30)$$

Mărimile

$$r_{sc} = r_1 + r_2' ; \qquad (2\text{-}31)$$

$$x_{sc} = x_1 + x_2' ; \qquad (2\text{-}32)$$

$$z_{sc} = \sqrt{r_{sc}^2 + x_{sc}^2} , \qquad (2\text{-}33)$$

care apar în relațiile (2-28), (2-29) și (2-30), pot fi obținute pe cale experimentală din încercarea în scurtcircuit a transformatorului (par. 2-9 c). De aceea, aceste mărimi se numesc, respectiv, *rezistență de scurtcircuit*, *reactanță de scurtcircuit* și *impedanță de scurtcircuit*, iar triunghiul ABC, *triunghi de scurtcircuit* al transformatorului. Ipotenuza AC reprezintă *tensiunea de scurtcircuit* a transformatorului.

Menționăm că pentru claritatea diagramei, triunghiul ABC, din fig. 2-10, a fost redat exagerat de mare. În realitate, ipotenuza $\overline{AC}$ reprezintă cel mult 10,5% din vectorul $\overline{OC}$, tensiunea nominală primară.

2-8. Circuitul echivalent al transformatorului

Diagrama vectorială simplificată din fig. 2-10 *b* ne conduce la întocmirea unei scheme cu ajutorul căreia înlocuim cuplajul magnetic dintre înfășurarea primară și cea secundară a transformatorului printr-un cuplaj electric. Numim această schemă *circuit echivalent* al transformatorului.

Noțiunea de circuit echivalent se aplică la toate mașinile electrice, în special la cele de curent alternativ, și ne ajută în studiul lor cantitativ, adică la obținerea valorilor numerice privind calculul și funcționarea mașinii respective. În cazul transformatorului, din fig. 2-10 *a* rezultă că vectorul U_1 al tensiunii primare este dat de relația

$$U = \sqrt{(OE + ED)^2 + (DB + BC)^2} ,$$

în care

OE este căderea ohmică de tensiune în circuitul exterior al secundarului, adică produsul $R'_2 I'_2$;

ED — suma căderilor ohmice de tensiune în înfășurările transformatorului;

DB — căderea inductivă de tensiune în circuitul exterior al secundarului, adică produsul $X'_2 I'_2$;

BC — căderea inductivă de tensiune în înfășurările transformatorului.

Deci tensiunea primară a transformatorului este dată de relația

$$U_1 = \sqrt{(r_1 I_1 + r'_2 I'_2 + R'_2 I'_2)^2 + (x_1 I_1 + x'_2 I'_2 + X'_2 I'_2)^2} =$$

$$= \sqrt{[(r_1 + r'_2 + R'_2)^2 + (x_1 + x'_2 + X'_2)]\, I'^2_2} = Z_{echiv} \cdot I_1 .$$

Putem, prin urmare, înlocui circuitele transformatorului, inclusiv circuitul său exterior, printr-un circuit echivalent în care toate rezistențele sînt legate în serie și curentul primar parcurge întregul circuit, căci s-a presupus că $I_1 = I'_2$.

În realitate, dacă ținem seamă și de curentul de mers în gol, curentul primar este, conform relației (2-17 a),

$$\overline{I_1} = \overline{I_0} - \overline{I'_2} .$$

Curentul de mers în gol poate fi pus sub forma

$$I_0 = \frac{E_1}{\sqrt{r_0^2 + x_0^2}} = \frac{E_1}{z_0} , \qquad (2\text{-}34)$$

în care parametrii z_0, r și x_0 pot fi calculați cu ajutorul relațiilor de mai jos, după ce în prealabil se determină experimental I_0 și p_{Fe} așa cum se arată în par. 2-10. Prin urmare

$$z_0 = \frac{E_1}{I_0}$$

sau, deoarece $E_1 \approx U_1$ (tensiunea nominală primară a transformatorului),

$$z_0 = \frac{U_1}{I_0} , \qquad (2\text{-}35)$$

$$r_0 = \frac{p_{Fe}}{I_0^2} \qquad (2\text{-}36)$$

și

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2} , \qquad (2\text{-}37)$$

în care p_{Fe} reprezintă pierderile în fier ale transformatorului, care, cu destulă aproximație, pot fi luate egale cu pierderile sale de mers în gol, adică $p_{Fe} \approx p_0$ (exact $p_{Fe} = p_0 - r_1 I^2_0$).

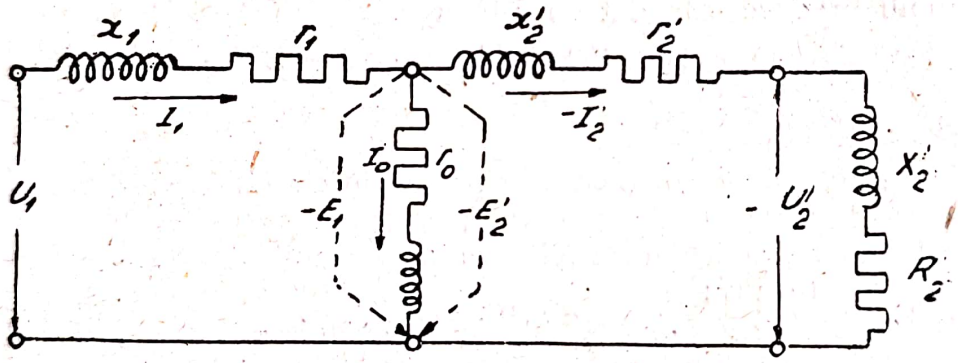


Fig. 2-11. Circuitul echivalent al transformatorului

Prin urmare, dacă după rezistențele r_1 și x_1 legăm, în derivație, un circuit suplementar, cu o rezistență ohmică r_0 și o rezistență inductivă x_0, obținem circuitul echivalent complet al transformatorului în sarcină, reprezentat în fig. 2-11.

2-9. Determinarea parametrilor transformatorului

a) Pierderile în transformator

Transformatorul monofazat primește în primar o putere dată de relația

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 ,$$

iar secundarul transformatorului debitează puterea

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 .$$

Diferența dintre aceste două puteri reprezintă pierderile în transformator. Notînd aceste pierderi cu Σp, avem

$$\Sigma p = P_1 - P_2 .$$

Pierderile în transformator se compun din pierderi în fier şi din pierderi în cupru.

α *Pierderile în fier* provin din însumarea pierderilor prin histerezis şi a celor prin curenţi Foucault

$$p_{Fe} = p_H + p_F \cdot$$

După cum am arătat în paragraf. 2-4, pierderile în fier fiind independente de sarcină, urmează că ele rămîn constante în timpul funcţionării transformatorului atîta vreme cît tensiunea U_1 aplicată primarului rămîne constantă. Aceste pierderi se determină printr-o *încercare de mers în gol*, aşa cum se arată mai jos.

β *Pierderile în cupru* apar prin efect Joule-Lenz în cele două înfăşurări ale transformatorului şi sînt date de relaţia

$$p_{Cu} = r_1 I_1^2 + r_2' I_2'^2 \cdot$$

Aceste pierderi variază cu sarcina transformatorului şi pot fi determinate dintr-o *încercare în scurtcircuit*, aşa cum se arată mai jos.

În afară de pierderile în fier şi în cupru, încercarea de funcţionare în gol şi încercarea de scurtcircuit ne dă posibilitatea să determinăm raportul de transformare, triunghiul de scurtcircuit, caracteristica externă (variaţia de tensiune) şi randamentul transformatorului.

b) Încercarea de mers în gol

Această încercare se face cu schema de montaj arătată în fig. 2-12. Lucrarea se execută precum urmează:

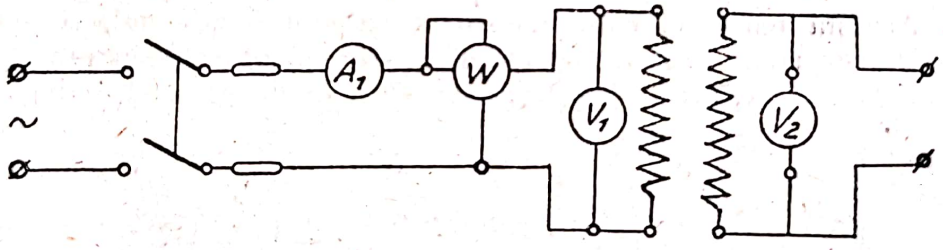


Fig. 2-12. Schema de montaj pentru încercarea de funcţionare în gol a transformatorului

Se aplică transformatorului cu circuitul secundar deschis tensiunea sa primară U_1, a cărei valoare se verifică cu voltmetrul V_1, şi se măsoară cu voltmetrul V_2 tensiunea secundară de gol U_{20}. Raportul dintre tensiunea primară şi cea secundară de mers în gol ne dă, conform relaţiei (2-1), raportul de transformare

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} \cdot$$

Curentul de mers în gol I_0 fiind mic în raport cu curentul primar nominal I_{1_n}, rezultă că pierderile Joule-Lenz în înfăşurarea primară la mersul în gol sînt foarte mici şi pot fi neglijate. Pe de altă parte, puterea utilă fiind zero, urmează că întreaga putere P_0, absorbită de transformator în funcţionarea în gol şi măsurată cu wattmetrul montat pe circuitul primar,

va reprezenta tocmai pierderile în fier ale transformatorului care, după cum s-a arătat, sînt aceleași în sarcină ca și în gol. Deci

$$P_0 \approx p_{Fe} = p_H + p_F = p_0 \cdot \qquad (2\text{-}38)$$

Potrivit relațiilor (2-35), (2-36) și (2-37), încercarea de mers în gol ne permite să determinăm și parametri z_0, r_0 și x_0 din schema echivalentă a transformatorului (fig. 2-11).

c) Încercarea de scurtcircuit

Încercarea se execută cu schema de montaj din fig. 2-13 și decurge precum urmează:

Se leagă înfășurarea secundară a transformatorului în scurtcircuit pe un ampermetru și se aplică înfășurării primare a tensiune redusă, care se

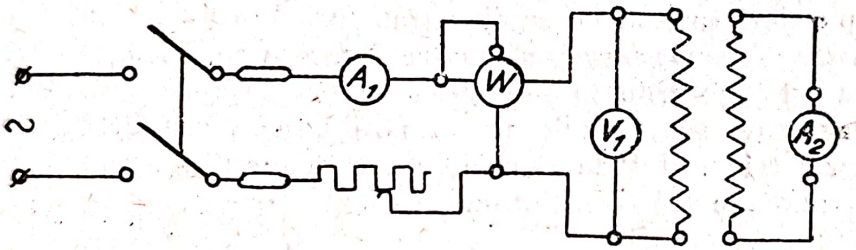


Fig. 2-13. Schema de montaj pentru încercarea în scurtcircuit a transformatorului

mărește treptat pînă ce curentul din înfășurarea secundară atinge valoarea nominală. Această tensiune, corespunzătoare curentului nominal, se numește *tensiunea de scurtcircuit* a transformatorului și se dă obișnuit în procente din tensiunea nominală primară. Tensiunea de scurtcircuit prezintă o importanță

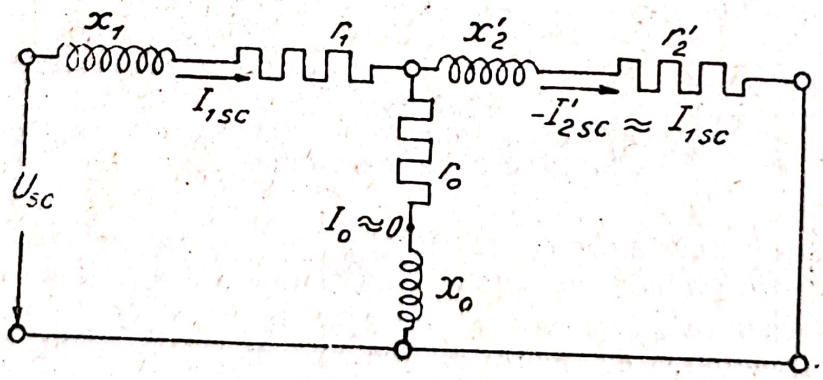


Fig. 2-14. Circuitul echivalent al transformatorului în scurtcircuit

deosebită în funcționarea transformatorului și o găsim totdeauna specificată pe plăcuța acestuia, împreună cu celelalte mărimi nominale.

Valoarea tensiunii de scurtcircuit depinde de puterea și mărimea înaltei tensiuni a transformatorului, variind între 5,5%, pentru transformatoarele de 5-650 kVA cu 6,3-10 kV, și 10,5%, pentru transformatoarele de 3 200-31 500 kVA cu 110-121 kV.

În încercarea de scurtcircuit impedanța circuitului de sarcină Z_2 este zero ($R_2 = 0$ și $X_2 = 0$, căci rezistența și rectanța ampermetrului A_2 sînt neglijabile) și circuitul echivalent al transformatorului ia forma arătată în fig. 2-14.

Tensiunea aplicată transformatorului în scurtcircuit fiind redusă, fluxul magnetic și inducția magnetică din miezul de fier vor fi reduse, deci pierderile în fier, practic neglijabile. De asemenea, va fi neglijabil curentul de magnetizare, deci valabilă ecuația (2-16) pusă sub forma

$$w_1 \overline{I}_{1n} + w_2 \overline{I}_{2n} = 0 \cdot$$

Prin urmare, curentului nominal în secundar îi corespunde curentul nominal în primar, dat de relația

$$I_{1n} = -\frac{w_2}{w_1} I_{2n} = -I'_{2n} \cdot$$

Puterea utilă a transformatorului fiind și ea, în acest caz, nulă, rezultă că puterea P_{sc}, măsurată de wattmetrul din circuitul primar, este practic egală cu pierderile în cupru ale transformatorului, corespunzătoare sarcinii nominale

$$P_{sc} = p_{Cu} = r_1 I_{1n}^2 + r_2 I_{2n}^2 = r_1 I_{1n}^2 + r'_2 I'^2_{2n} = r_{sc} I_{1n}^2 \cdot \qquad (2\text{-}39)$$

Măsurînd tensiunea de scurtcircuit U_{sc}, curentul primar nominal I_{1n} și puterea de scurtcircuit P_{sc}, putem determina parametri de scurtcircuit ai transformatorului, care sînt dați de relațiile

$$z_{sc} = \frac{U_{sc}}{I_{1n}}, \qquad (2\text{-}40)$$

$$r_{sc} = \frac{P_{sc}}{I_{1n}^2}, \qquad (2\text{-}41)$$

$$x_{sc} = \sqrt{z_{sc}^2 - r_{sc}^2} \cdot \qquad (2\text{-}42)$$

Obișnuit, încercarea în scurtcircuit a transformatorului se face cu transformatorul la rece. În funcționarea sub sarcină înfășurările transformatorului se încălzesc, deci li se măresc rezistențele ohmice și, odată cu ele, se mărește atît căderea ohmică în cele două înfășurări, cît și pierderile în cupru. Din această cauză, normele prevăd aducerea puterii P_{sc}, deci a parametrilor r_{sc} și z_{sc}, prin calcul, la temperatura standard de lucru de 75° C. Se utilizează în acest scop relația

$$P_{sc\,75} = P_{sc} \frac{235 + 75}{235 + t},$$

în care t reprezintă temperatura înfășurărilor în stare rece.

Reactanța inductivă x_{sc} nu depinde de temperatură și, prin urmare, nu se aduce la 75° C.

Tensiunea de scurtcircuit U_{sc} și componenta ei activă $U_{sca} = r_{sc} I_{1n}$ trebuie de asemenea aduse la temperatura de 75° C. Vom avea

$$U_{sc\,75} = z_{sc\,75} I_{1n} ,$$

$$U_{sca\,75} = r_{sc\,75} I_{1n} ,$$

$$U_{scr} = x_{sc} I_{1n} .$$

Adesea în calcule se folosește tensiunea de scurtcircuit și componentele ei activă și reactivă exprimate în procente din tensiunea primară nominală. Notăm aceste valori procentuale cu u_{sc}, u_{sca} și u_{scr}. Vom avea

$$u_{sc\,75} = \frac{z_{sc\,75} I_{1n}}{U_{1n}} 100 , \qquad (2\text{-}43)$$

$$u_{sca\,75} = \frac{r_{sc\,75} I_{1n}}{U_{1n}} 100 , \qquad (2\text{-}44)$$

$$u_{scr} = \frac{U_{sc} I_{1n}}{U_{1n}} 100 . \qquad (2\text{-}45)$$

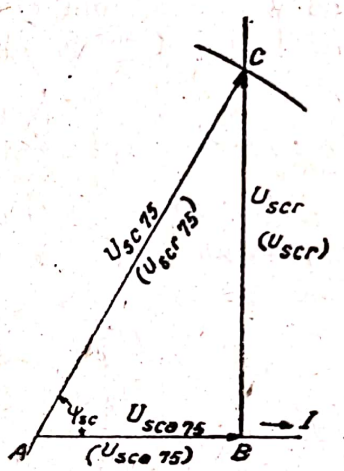


Fig. 2-15. Construcția triunghiului de scurtcircuit al transformatorului

În relațiile de mai sus, U_{1n} reprezintă tensiunea nominală a înfășurării transformatorului care, în cursul încercării de scurtcircuit, este legată la sursa de curent, adică este ceea ce am numit înfășurarea primară, iar I_{1n} este curentul nominal al acestei înfășurări.

Cu valorile obținute pentru $U_{sc\,75}$, $U_{sca\,75}$ și U_{scr} (sau pentru $u_{sc\,75}$ $u_{sca\,75}$ și u_{scr}) construim triunghiul de scurtcircuit. În acest scop, ducem în direcția absciselor, care este în același timp și faza curentului primar I_1, un vector $\overline{AB}$ (fig. 2-15) egal cu $U_{sca\,75}$ (sau cu $u_{sca\,75}$). În punctul B ridicăm o perpendiculară pe $\overline{AB}$. Din A, cu o rază egală cu $U_{sc\,75}$ (sau cu $u_{sc\,75}$) ducem un arc de cerc care taie pe perpendiculara ridicată pe $\overline{AB}$ segmentul BC. Triunghiul ABC este triunghiul de scurtcircuit, iar segmentul BC, egal cu U_{scr} (sau cu u_{scr}), este căderea de tensiune inductivă a transformatorului.

2-10. Determinarea variației tensiunii secundare

Am arătat în paragraf. 2-5 că, din cauza căderilor de tensiune (ohmică și inductivă) din înfășurările primare și secundare, tensiunea la bornele secundare variază cu sarcina transformatorului (la tensiune primară aplicată constantă și cos φ_2 constant) și, pentru aceeași sarcină, variația depinde de cos φ_2.

Variația procentuală de tensiune este dată de relația

$$\Delta u\% = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2.}} 100 = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} 100 = \frac{U_1 - U_2}{U_1} 100 , \quad (2\text{-}22\,a)$$

în care U_1 este tensiunea nominală aplicată primarului ($U_1 = U_{1n}$), U_{20} tensiunea de gol a secundarului (se notează uneori această tensiune cu U_{2n}) și U_2, tensiunea secundarului corespunzătoare sarcinii $I_2 = I_{2n}$ și decalajului $\varphi_2 = \text{const}$.

Variația de tensiune a transformatoarelor moderne este relativ redusă, de ordinul 2-5%.

În principiu, variația procentuală de tensiune se poate determina *pe cale directă*, prin ridicarea la platformă a caracteristicii externe a transformatorului, adică a funcției $U_2 = f(I_2)$, pentru $U_1 = U_{1n} = \text{const}$ (obișnuit pentru $\cos \varphi_2 = 1$ și $\cos \varphi_2 = 0{,}8$), supunînd transformatorul unei încercări directe, în sarcină.

În fig. 2-16 sînt reprezentate caracteristicile externe ale unui transformator ridicate pentru $\cos \varphi_2 = 1$ și $\cos \varphi_2 = 0{,}8$. Ordonata la origine *Om* reprezintă tensiunea nominală secundară U_{20} a transformatorului, la

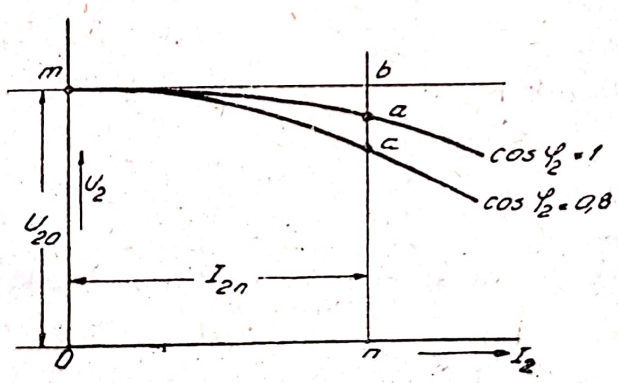


Fig. 2-16. Caracteristicile externe ale transformatorului

mersul în gol. Abscisa punctului *a* de pe prima curbă corespunde sarcinii nominale I_{2n}. Prin urmare, segmentul *ab* reprezintă căderea nominală de tensiune pentru $\cos \varphi_2 = 1$

$$ab = U'_{20} - U_2 = \Delta U.$$

Căderea procentuală de tensiune, pentru sarcina nominală I_{2n} și $\cos \varphi_2 = 1$, este dată de expresia

$$\Delta u\% = \frac{\Delta U}{U_{20}} 100 = \frac{ab}{Om} 100.$$

Determinarea directă a căderii de tensiune ΔU cu ajutorul caracteristicii externe nu se poate face decît la unităţi de putere mijlocie şi mică şi de tensiuni relativ reduse, care pot fi încercate în sarcină la platformă. În cele mai multe cazuri însă, încercarea directă nu se poate face din cauza dificultăţilor de a încărca transformatorul sub tensiune înaltă sau din cauza puterilor prea mari necesare pentru încărcarea sa la plină sarcină.

Se întrebuinţează, în acest caz, *metoda indirectă* sau *de predeterminare* a căderii de tensiune, cu ajutorul căreia putem stabili caracteristica externă a transformatorului numai cu datele ridicate la încercarea în gol şi în scurtcircuit.

Cea mai utilizată dintre metodele indirecte este *metoda lui Kapp*, care se bazează pe diagrama simplificată a transformatorului în care, neglijîndu-se curentul I_0 de mers în gol, se consideră $I_1 = I'_2$.

Metoda lui Kapp are două variante: una analitică şi una grafică.

a) Metoda analitică

Se întrebuinţează în acest caz o relaţie analitică simplă, dedusă din diagrama simplificată a transformatorului construită cu elementele obţinute din încercarea de scurtcircuit.

În fig. 2-17 este reprezentată construcţia acestei diagrame. Pentru a

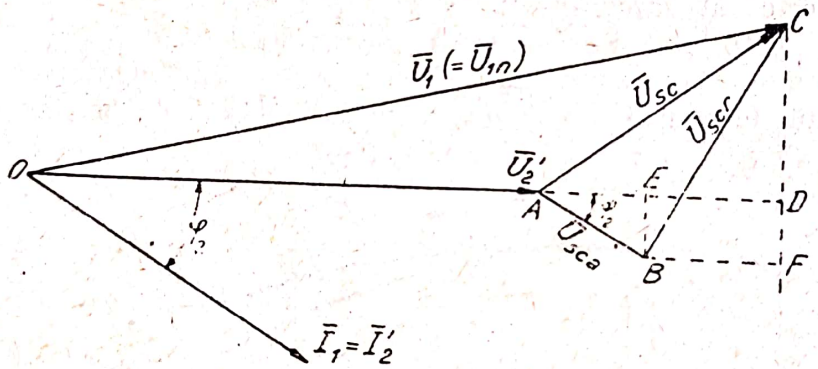


Fig. 2-17. Diagrama pentru obţinerea formulei analitice de determinare a variaţiei de tensiune a transformatorului

uşura urmărirea expunerii, şi de data aceasta triunghiul de scurtcircuit a fost redat exagerat de mare faţă de tensiunile U_1 şi U'_2.

Căderea de tensiune se determină precum urmează:

Se prelungeşte vectorul OA pînă întîlneşte, în punctul D, perpendiculara coborîtă din C pe direcţia OA. Din triunghiul dreptunghi ODC avem

$$U_1 = \sqrt{(U'_2 + AD)^2 + CD^2}.$$

În relaţia de mai sus U_1 reprezintă tensiunea primară, iar U'_2 tensiunea secundară de sarcină, raportată la primar.

Segmentul CD este foarte mic în comparaţie cu $(U'_2 + AD)$. Aplicînd binomul lui Newton, o expresie de forma $\sqrt{m^2 + n^2}$ poate fi pusă, cînd n este foarte redus faţă de m, sub forma $m + \frac{n^2}{2m}$.

Deci, în cazul nostru putem scrie, cu destulă aproximație,

$$U_1 = \sqrt{(U_2' + AD)^2 + CD^2} \approx U_2' + AD + \frac{CD^2}{2(U_2' + AD)}$$

și căderea de tensiune este

$$\Delta U = U_1 - U_2' = AD + \frac{CD^2}{2(U_2' + AD)} .$$

Ținînd seama că segmentul AD este foarte mic față de U'_2, îl putem neglija și căderea de tensiune devine, cu destulă precizie,

$$\Delta U = AD + \frac{CD^2}{2U_2'} .$$

Să exprimăm segmentele AD și CD în funcție de parametri transformatorului folosind diagrama din fig. 2-17. În acest scop, trasăm din punctul B o perpendiculară pe AD și una pe prelungirea segmentului CD. Obținem punctele E și F. Segmentul AD este egal cu suma segmenelor AE și ED. Din figură rezultă că

$$AE = AB \cos \varphi_2 = U_{sca} \cos \varphi_2 ,$$

$$ED = BC \sin \varphi_2 = U_{scr} \sin \varphi_2 .$$

Prin urmare

$$AD = AE + ED = U_{sca} \cos \varphi_2 + U_{scr} \sin \varphi_2 .$$

Segmentul CD este egal cu diferența dintre CF și DF. Din figură rezultă că

$$CF = CB \cos \varphi_2 = U_{scr} \cos \varphi_2$$

și

$$DF = EB = AB \sin \varphi_2 = U_{sca} \sin \varphi_2 .$$

Deci

$$CD = CF - DF = U_{scr} \cos \varphi_2 - U_{sca} \sin \varphi_2 .$$

Substituind în expresia de mai sus a lui ΔU pe AD și CD, determinați în funcție de parametrii transformatorului, obținem

$$\Delta U = U_{sca} \cos \varphi_2 + U_{scr} \sin \varphi_2 + \frac{(U_{scr} \cos \varphi_2 - U_{sca} \sin \varphi_2)^2}{2U_2'} .$$

Dacă ținem seama că numărătorul fracției din membrul al doilea este foarte mic față de numitor, fracția se poate neglija și formula devine

$$\Delta U = U_{sca} \cos \varphi_2 + U_{scr} \sin \varphi_2 . \qquad (2\text{-}46)$$

Împărțind ambii membri ai relației (2-46) cu $\frac{U'_{20}}{100} = \frac{U_{1n}}{100}$, obținem variația tensiunii transformatorului în procente din tensiunea secundară nominală

$$\Delta u\% = u_{sca} \cos \varphi_2 + u_{scr} \sin \varphi_2 . \qquad (2\text{-}46\,a)$$

b) Metoda grafică

Putem obține căderea de tensiune pe cale geometrică direct din diagrama simplificată, ținînd seamă că

$$\overline{U}_1 = \overline{z}_{sc}\,\overline{I}_1 + \overline{U}'_2\,,$$

deci

$$\overline{U}'_2 = \overline{U}_1 - \overline{z}_{sc}\,\overline{I}_1 = \overline{U}_1 - \overline{U}_{sc}\,. \qquad (2\text{-}47)$$

Construim în ABC triunghiul de scurtcircuit cu valorile U_{sc75} și U_{sca75} deduse din încercarea în scurtcircuit (fig. 2-18). Tensiunea nominală a primarului U_1 o cunoaștem ca mărime, dar nu ca direcție; în schimb, tensiunea U'_2 a secundarului o cunoaștem ca direcție, dar nu ca mărime.

Decalajul φ_2 fiind dat, ducem dreapta CZ care face unghiul φ_2 cu originea de faze, care este și faza lui I_2. Această dreaptă CZ reprezintă direcția lui U'_2.

Din A ca centru descriem cercul *(1)*, cu o rază egală cu U_1. Intersecția D dintre cercul *(1)* și dreapta CZ ne închide poligonul vectorial reprezentînd

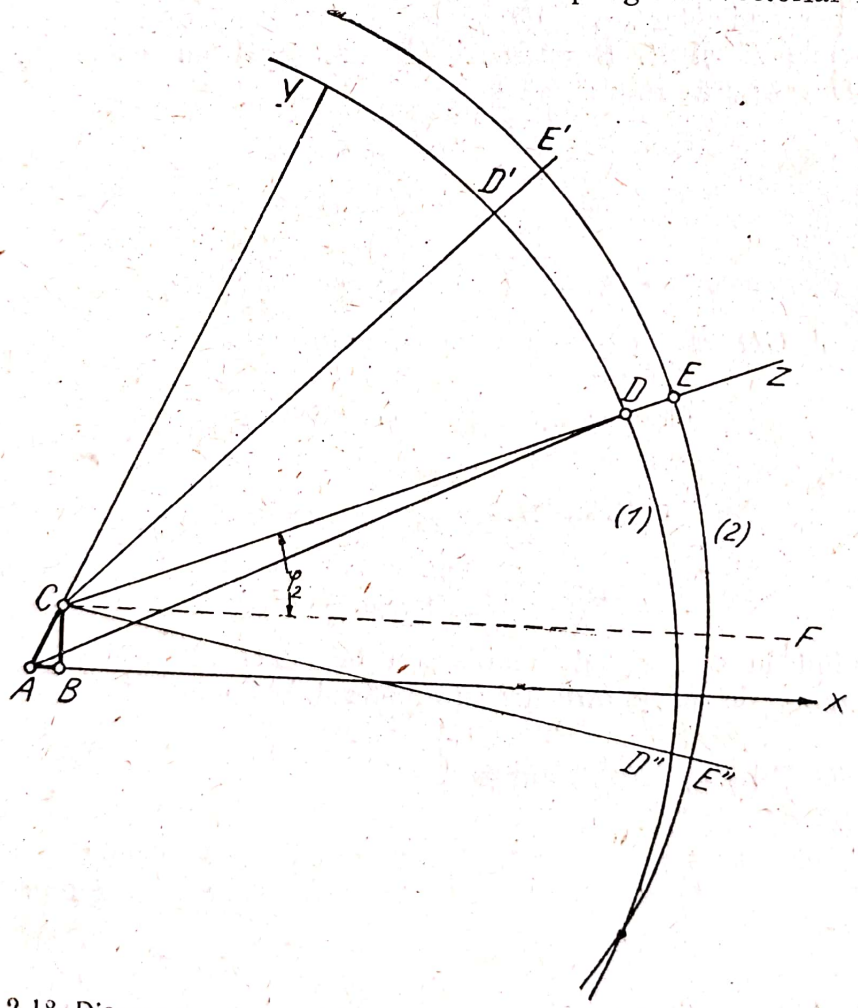


Fig. 2-18. Diagrama pentru determinarea pe cale grafică a variației de tensiune a transformatorului

ecuația (2-47). Rezultă că tensiunea secundară în sarcină raportată la primar, corespunzătoare curentului nominal, este $U'_2 = CD$.

Dacă din C descriem cercul *(2)* cu aceeași rază U_1, porțiunea de dreaptă DE ne reprezintă căderea respectivă de tensiune. Pentru altă valoare a decalajului φ_2, avem altă valoare a căderii de tensiune, de pildă $D'E'$ etc. Deci cu o asemenea diagramă se poate determina căderile de tensiune pentru orice valoare a decalajului.

Cînd decalajul φ_2 variază, punctul D se deplasează pe cercul *(1)*, iar punctul E pe cercul *(2)* și segmentul DE ne reprezintă căderea de tensiune. Se vede că atîta timp cît unghiul φ_2 este mai mic decît YAX, decalajul interior φ_{sc} al transformatorului (și practic φ_2 este totdeauna mai mic decît φ_{sc}), căderea de tensiune crește cu decalajul. Deci se poate spune că *în orice transformator căderea de tensiune crește cu decalajul inductiv.*

Cînd curentul I_2 este decalat în avans față de tensiunea U_2 *(DC* sub *CF)*, deci la sarcini capacitive, cînd în rețeaua pe care debitează transformatorul există capacități importante sau motoare sincrone supraexcitate, căderea de tensiune scade și, la decalaje capacitive accentuate, ea poate deveni chiar negativă, adică în loc de o cădere de tensiune cu sarcină să avem o creștere de tensiune.

Notînd cu ΔU variația de tensiune dedusă pe cale grafică, variația procentuală de tensiune se obține, ca și în cazul precedent, împărțind pe ΔU cu $\frac{U_{1n}}{100} = \frac{U'_{20}}{100}$. Prin urmare

$$\Delta u^0/_0 = -\frac{\Delta U}{U_{1n}} \cdot 100 \ .$$

Metoda grafică este foarte sugestivă, căci ne arată direct dependența dintre variația de tensiune și decalajul curentului secundar. Într-un transformator normal, tensiunea U_{sc} și componentele sale sînt însă foarte mici față de tensiunile U_1 și U'_2, astfel că triunghiul fundamental apare în diagramă foarte mic, din care cauză metoda grafică poate da uneori erori în determinarea căderii de tensiune.

Variația de tensiune, determinată printr-una din cele două metode expuse, reprezintă variația nominală de tensiune, corespunzătoare sarcinii și decalajului nominal al transformatorului; ea este ceea ce prescripțiile definesc drept *variația nominală de tensiune.*

Pentru a determina variațiile de tensiune și pentru alte sarcini decît cea normală (păstrînd pe $\varphi_2 = \text{const}$), se utilizează relațiile

$$\Delta U_\beta = \beta \cdot \Delta U \qquad (2\text{-}48)$$

și

$$\Delta u_\beta{}^0/_0 = \beta \cdot \Delta u^0/_0 = \beta \cdot \frac{\Delta U}{U_{1n}} \cdot 100 \ , \qquad (2\text{-}48\,a)$$

în care coeficientul β reprezintă *factorul de încărcare a transformatorului* și este dat de relația

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} \ .$$

Variația de tensiune ΔU_β determinată mai sus reprezintă variația tensiunii la bornele secundarului raportată la primar. Pentru a avea variația

reală $\Delta U_{2\beta}$ pe secundar, trebuie să împărțim pe ΔU_{β}, calculat cu relația (248), prin raportul de transformare k. Vom avea

$$\Delta U_{2\beta} = \frac{\Delta U_{\beta}}{k} . \qquad (2\text{-}49)$$

Valoarea variației procentuale date de relația (2-48 a) rămîne neschimbată.

Cu ajutorul relațiilor (2-48) și (2-49) putem construi caracteristicile externe $U_2 = f(I_2)$ ale transformatorului pentru diverse valori ale lui cos φ_2

Metoda lui Kapp, în cele două variante ale sale, dă rezultate suficient de exacte, în special pentru sarcini mari ale transformatorului, cînd se poate neglija curentul de mers în gol și deci considera practic $I_1 = I'_2$.

La transformatoarele trifazate, metoda lui Kapp se aplică unei faze a transformatorului, determinîndu-se căderea de tensiune pe fază.

2-11. Transformatoarele trifazate

Un transformator trifazat este destinat să funcționeze în rețele trifazate, prin alimentarea primarului său cu o tensiune alternativă trifazată, de regulă simetrică.

Tipul constructiv cel mai răspîndit de transformator trifazat (tipul în coloane) este cel reprezentat în fig. 2-19. El constă din trei coloane, legate

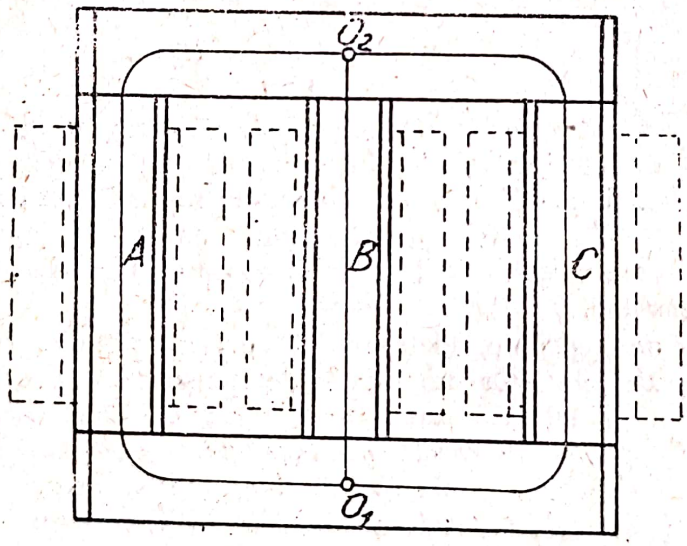


Fig. 2-19. Circuitul magnetic al transformatorului trif zat „în sîmbure"

între ele, la capetele lor superioare și inferioare, prin cîte un jug care închide fluxurile magnetice.

Pe fiecare coloană este așezată o fază a primarului și o fază omoloagă a secundarului. Fluxurile magnetice produse de fiecare fază în parte fiind defazate între ele cu 120°, în ipoteza că ele sînt sinusoidale, rezultanta lor este în orice moment nulă. Aceasta înseamnă că fluxul care parcurge o coloană oarecare a transformatorului este egal cu suma fluxurilor din celelalte două coloane, deci vom avea în orice moment, pentru nodurile O_1 și O_2 ale circuitului magnetic din fig. 2-19,

$$\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C = 0 ,$$

sau vectorial, între valorile maxime ale fluxurilor,

$$\bar{\Phi}_A + \bar{\Phi}_B + \bar{\Phi}_C = 0 \cdot$$

Legăturile dintre cele trei faze ale transformatorului trifazat, în primar și în secundar, pot fi făcute *în triunghi, în stea* și *în zigzag*.

Primele două legături au fost descrise în par. 11-3 și 11-4 din vol. I.

În legătură în zigzag, fiecare fază a secundarului se împarte în două jumătăți, care se așază pe două coloane diferite și se leagă în serie, în sens invers; ansamblul celor trei faze se grupează apoi în stea, cu bornă neutră (fig. 2-20).

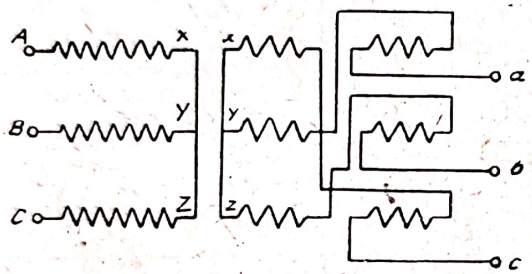


Fig. 2-20. Schema de conexiuni a fazelor transformatorului cu primarul în stea și secundarul în zigzag

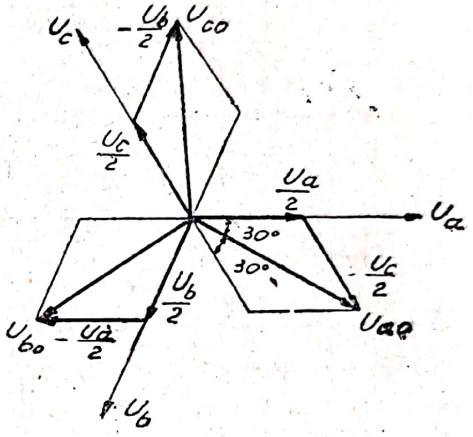


Fig. 2-21. Diagrama vectorială trifazată a legăturii în zigzag

În fig. 2-21 este arătată diagrama vectorială a legăturii în zigzag. Dacă notăm cu U_f tensiunea unei faze a înfășurării în stea obișnuită ($U_f = U_a = U_b = U_c$) și cu U_{rf} tensiunea rezultantă pe fază, adică tensiunea între borna unei faze și punctul neutru al legăturii în zigzag ($U_{rf} = U_{ao} = U_{bo} = U_{co}$), avem

$$U_{rf} = 2\frac{U_f}{2}\cos 30° = U_f\frac{\sqrt{3}}{2} = 0{,}865\, U_f \cdot$$

Prin urmare, pentru a avea o tensiune U_{rf} egală cu tensiunea pe fază U_f trebuie să utilizăm, pe fiecare fază a înfășurării legate în zigzag, un număr de spire cu $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}155$ ori mai mare decît la legarea în stea simplă corespunzătoare, ceea ce antrenează o majorare de 15,5% a cantității de cupru necesar.

Conexiunea în zigzag nu este utilizată decît pentru înfășurarea de joasă tensiune, cea de înaltă tensiune fiind legată în stea simplă. Ea se aplică în cazul distribuțiilor cu fir neutru și sarcini neuniforme, în special la rețelele de iluminat, prezentînd avantajul unei repartizări mai simetrice a sarcinii pe cele trei faze ale transformatorului, sarcina de pe o fază secundară repartizîndu-se pe două faze primare.

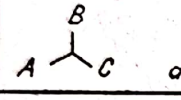
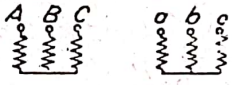
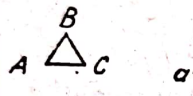
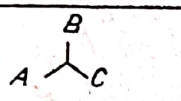
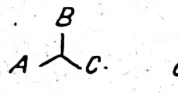
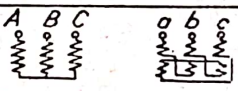
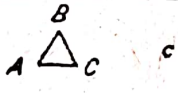
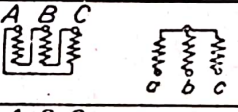
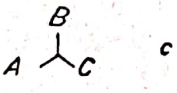
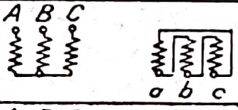
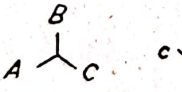
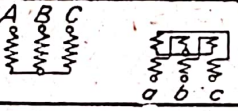
Bornele de ieșire a înfășurărilor de înaltă tensiune ale transformatoarelor trifazate sînt marcate cu literele *A*, *B*, *C*, iar cele ale înfășurărilor de joasă tensiune, cu *a*, *b*, *c*. Punctele neutre sînt marcate pentru înalta tensiune cu *O* și pentru joasa tensiune cu *o*.

Conexiunile în stea, triunghi şi zigzag sînt notate simbolic respectiv cu literele Y, D, Z pentru fazele de înaltă tensiune şi cu y, d, z pentru cele de joasă tensiune. Cînd una din înfăşurări are nulul scos în afară, la simbolul respectiv se adaugă semnul o.

De pildă, simbolul D y_0 reprezintă un transformator ale cărui faze de înaltă tensiune sînt legate în triunghi şi cele de joasă tensiune, în stea cu nulul scos la borna de nul.

Conexiunile transformatoarelor trifazate

Tabela 2-1

Simbol		Diagrama vectorială		Schema de conexiuni		Domeniul de utilizare
standardizat	uzitat în trecut	Tensiune înaltă	Tensiune joasă	Tensiune înaltă	Tensiune joasă	
Yy-12	A_2					Transformatoare coboritoare pentru distribuţie de forţă. Transformatoare ridicătoare
Dy-11	D_1					Transformatoare coboritoare pentru distribuţie de lumină. Firul neutru se poate încărca 100%
Yd-11	D_2					Transformatoare ridicătoare pentru centrale şi staţii
Yz-11	D_3					Acelaşi ca la conexiunea Dy-11 numai pînă la 100 kVA
Dy-5	C_1					Acelaşi ca la conexiunea Dy-11
Yd-5	C_2					Acelaşi ca la conexiunea Yd-11
Yz-5	C_3					Acelaşi ca la conexiunea Yz-11

În tabela 2-1 sînt arătate grupele de conexiuni ale transformatoarelor trifazate, fixate prin STAS 1704-50. Dintre cele şapte grupe din tablou, ultimile trei nu sînt recomandate de STAS.

Pentru a explica semnificaţia cifrelor care însoţesc simbolurile din coloana întîia a tabloului 2-1, vom examina două din sistemele de conexiuni din tablou, şi anume Y y - 12 şi Y d - 11.

Schema de conexiuni şi diagramele vectoriale ale conexiunii Y y - 12 sînt reprezentate în fig. 2-22. După cum rezultă din diagrame, tensiunile primare şi secundare, atît cele pe fază cît şi cele pe linie, sînt în fază. Dacă aducem vectorul uneia din tensiunile pe linie ale circuitului de înaltă tensiune, vector asimilat cu minutarul unui ceasornic, să coincidă cu poziţia care arată cifra 12 de pe cadran, vectorul corespunzător tensiunii pe linie de joasă tensiune, asimilat cu orarul ceasornicului, va arăta tot cifra 12. Prin urmare, cifra 12 din simbol arată că decalajul dintre vectorii tensiunilor pe linie din înfăşurările de înaltă tensiune şi de joasă tensiune este de $12 \cdot 30^0 = 360^0$, adică este nul şi vectorii sînt în fază.

În fig. 2-23 este reprezentată schema de conexiuni și diagramele vectoriale ale conexiunii Y d - 11. După cum rezultă din diagrame, tensiunile pe fază ale circuitelor primare și secundare sînt în fază. Tensiunile pe linie ale circuitului secundar sînt însă decalate, în sens trigonometric, cu

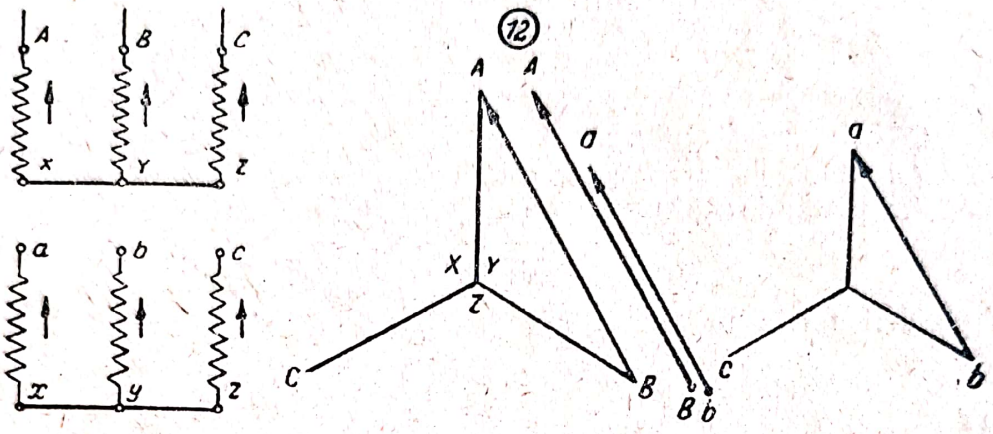


Fig. 2-22. Determinarea grupei 12 de conexiuni a transformatoarelor

un unghi de 30^0 sau, în sens orar, cu un unghi de 330^0 față de tensiunile pe linie ale circuitului primar. Prin urmare, dacă vectorul tensiunii primare pe linie este orientat în dreptul cifrei 12 a cadranului, vectorul tensiunii secundare pe linie va trebui rotit cu 330^0, pînă ajunge în dreptul cifrei 11 de pe cadran, astfel încît $11.30^0 = 330^0$.

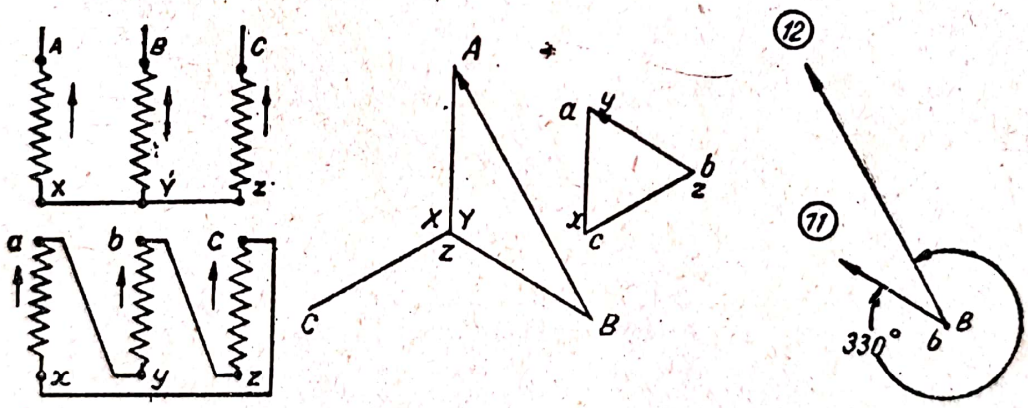


Fig. 2-23. Determinarea grupei 11 de conexiuni a transformatoarelor

În concluzie, cifrele care apar în simbolurile legăturilor dintre faze exprimă în mod figurat decalajul dintre vectorii tensiunilor pe linie primare și secundare. Aceste cifre, înmulțite cu 30^0 (unitatea de decalaj), dă în grade unghiul de decalaj respectiv.

Cifrele din coloana întîia a tabloului 2-1 fixează grupele de conexiuni ale transformatoarelor. După cum vom arăta în par. 2-13, nu pot funcționa în paralel decît transformatoare aparținînd aceleiași grupe de conexiuni (cu aceeași cifră în simbol), adică avînd același decalaj între tensiunile pe linie primare și secundare.

Raportul de transformare al unui transformator trifazat, în care fazele primarului și secundarului sînt legate la fel (de pildă Y y), este dat de

raportul dintre tensiunile pe linie primare și secundare. La transformatoarele la care legăturile dintre fazele primarului și dintre fazele secundarului sînt diferite (de pildă D y), raportul de transformare este dat de raportul tensiunilor pe fază.

Exemplul 2-1. Se dă un transformator trifazat cu următoarele date: $P_n = 560$ kVA; $U_1 = 5\,000$ V; $U_2 = 400$ V; $I_{n_1} = 63$ A; $I_{n_2} = 810$ A; $f = 50$ Hz; conexiunea fazelor Y y-12

Se cere să se determine variația tensiunii secundare, la sarcini egale cu 1; 0,75; 0,5 și 0,25 din sarcina nominală și $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

Soluția: Supunînd transformatorul unei încercări de scurtcircuit la temperatura ambiantă de 18° C, se obține ca tensiune de scurtcircuit pe fază

$$U_{sc} = 156 \text{ V}, \quad \text{pentru } I_{scn} = I_{n1} = 65 \text{ A},$$

și ca pierderi totale în scurtcircuit

$$P_{sc} = 7\,660 \text{ W}.$$

Rezultă

$$z_{sc18} = \frac{U_{sc18}}{I_{n1}} = \frac{156}{65} = 2{,}4\ \Omega,$$

$$r_{sc18} = \frac{P_{sc18}}{3I_{scn}^2} = \frac{7\,660}{3 \cdot 65^2} = 0{,}61\ \Omega,$$

$$x_{sc} = \sqrt{z_{sc18}^2 - r_{sc18}^2} = \sqrt{2{,}4^2 - 0{,}61^2} = 2{,}32\ \Omega.$$

Se aduce r_{sc} la temperatura standard de 75° C

$$r_{sc75} = r_{sc18}\,\frac{235 + 75}{235 + 18} = 0{,}61\,\frac{310}{253} = 0{,}745\ \Omega$$

și se obține

$$z_{sc75} = \sqrt{r_{sc_{75}}^2 + x_{sc}^2} = \sqrt{0{,}745^2 + 2{,}32^2} = 2{,}44\ \Omega.$$

Rezultă următoarele tensiuni de scurtcircuit pe fază, la sarcina nominală,

$$U_{sc75} = z_{sc75} \cdot I_{n1} = 2{,}44 \cdot 65 = 158{,}6 \text{ V},$$

$$U_{sca75} = r_{sc75} \cdot I_{n1} = 0{,}745 \cdot 65 = 48{,}4 \text{ V},$$

$$U_{scr} = x_{sc} \cdot I_{n1} = 2{,}32 \cdot 65 = 150{,}8 \text{ V}.$$

Căderile de tensiune sînt date de relația (2-46).

La sarcina nominală

$$\Delta U_n = U_{sca}\cos\varphi_2 + U_{scr}\sin\varphi_2 = 48{,}4 \cdot 0{,}8 + 150{,}8 \cdot 0{,}6 = 129{,}2 \text{ V}$$

sau, procentual

$$\Delta u_n\% = \frac{\Delta U_n \sqrt{3}}{U_{n1}} \cdot 100 = 4{,}48\%.$$

Din relaţia (2-48) rezultă că variaţia tensiunii este proporţională cu curentul de sarcină. Deci vom avea:

— la 0,75 din sarcina nominală

$$\Delta U_{(0,75)} = 0,75 \cdot 129,2 = 96,9 \text{ V} \quad \text{sau} \quad \Delta u_{(0,75)\%} = 3,36\,\%\,;$$

— la 0,50 din sarcina nominală

$$\Delta U_{(0,50)} = 0,5 \cdot 129,2 = 64,6 \text{ V} \quad \text{sau} \quad \Delta u_{(0,50)\%} = 2,24\,\%\,;$$

— la 0,25 din sarcina nominală

$$\Delta U_{(0,25)} = 0,25 \cdot 129,9 = 32,3 \text{ V} \quad \text{sau} \quad \Delta u_{(0,25)\%} = 1,12\,\%\,.$$

Urmează că transformatorul va avea o tensiune secundară U_2, la plină sarcină, dată de relaţia

$$U_2 = U_{20} - 4,48\,\frac{U_{20}}{100} = 400 - 4,48\,\frac{400}{100} \approx 382,1 \text{ V}\,.$$

12-12 Randamentul transformatorului

Randamentul transformatorului poate fi determinat prin metoda directă, punînd transformatorul în sarcină şi măsurînd puterea absorbită P_1 şi puterea utilă P_2. Randamentul este dat, în acest caz, de relaţia

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}\,.$$

Metoda directă se aplică foarte rar, pe de o parte din cauza dificultăţilor punerii în sarcină a transformatorului, pe de altă parte pentru motivul că nu este destul de precisă, din cauza erorilor pe care le putem face în citirea puterilor P_1 şi P_2, chiar atunci cînd măsurarea lor o facem cu acelaşi wattmetru, prin intermediul unui comutator.

În mod curent, randamentul transformatorului se determină prin *metoda indirectă a pierderilor separate*.

Determinarea pierderilor se face cu datele obţinute din încercarea de mers în gol şi din cea în scurtcircuit.

Încercarea de mers în gol, efectuată sub tensiune nominală, ne dă pierderile în fier ale transformatorului [formula (2-38)], iar încercarea în scurtcircuit, sub curent nominal, ne dă pierderile în cupru [formula (2-39)].

Randamentul rezultă din relaţia

$$\eta = \frac{\beta P_n \cos\varphi_2}{\beta P_n \cos\varphi_2 + P_0 + \beta^2 P_{sc}}\,, \tag{2-50}$$

în care β reprezintă factorul de încărcare $\left(\beta = \dfrac{I_2}{I_{2n}}\right)$;

P_n — puterea nominală a transformatorului, în kVA;

$\cos\varphi_2$ — factorul de putere al circuitului secundar;

P_0 — pierderile de mers în gol, în kW, determinate prin încercarea de mers în gol;

P_{sc} — pierderile de scurtcircuit, în kW, determinate prin încercarea în scurtcircuit.

Condiția pentru care randamentul atinge valoarea maximă se poate găsi derivînd relația (2-50) în raport cu variabila β și anulînd expresia găsită. Obținem

$$P_0 = \beta^2 P_{sc} .$$

Prin urmare, randamentul transformatorului este maxim cînd pierderile variabile $\beta^2 P_{sc}$ sînt egale cu cele constante P_0. Deci randamentul maxim are loc pentru sarcina transformatorului dată de

$$\beta = \sqrt{\frac{P_0}{P_{sc}}} . \qquad (2\text{-}51)$$

La transformatoarele moderne, raportul $\frac{P_0}{P_{sc}}$ variază aproximativ între 0,25 și 0,5; rezultă că randamentul lor maxim are loc pentru $\beta \approx 0{,}5\text{-}0{,}7$.

În fig. 2-24 sînt reprezentate curbele de pierderi în cuprul și fierul transformatorului și randamentul acestuia în funcție de sarcină.

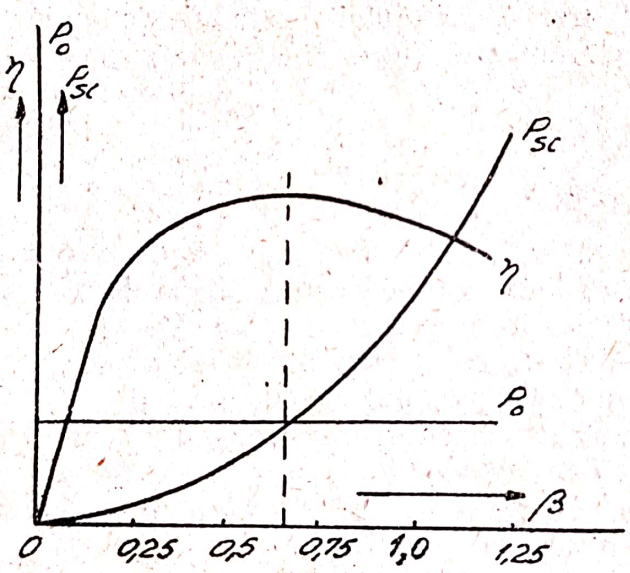


Fig. 2-24. Pierderile fixe și cele variabile ale transformatorului și randamentul lui în funcție de sarcină

Datorită faptului că transformatorul nu are organe în mișcare, pierderile lui sînt relativ reduse, deci randamentul foarte ridicat, atingînd, la unele transformatoare de putere mare, valori de 98-99%.

Exemplul 2-2. Se dă un transformator trifazat cu $P_n = 180$ kVA; $U_1 = 5\,000$ V; $U_2 = 400$ V; $f = 50$ Hz.

Se cere să se determine: a) randamentul la $^4/_4$, $^3/_4$, $^2/_4$ și $^1/_4$ din sarcina nominală și $\cos \varphi_2 = 0{,}8$; b) sarcina pentru care randamentul atinge valoarea maximă.

Soluția: Se supune transformatorul unei încercări de mers în gol și unei încercări de scurtcircuit și se obține $P_0 = 1\,000$ W și $P_{sc} = 4\,100$ W.

a) Randamentul se calculează cu formula (2-50)

$$\eta = \frac{\beta P_n \cos \varphi_2}{\beta P_n \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 P_{sc}} .$$

Pentru $\beta = \frac{4}{4}$,

$$\eta = \frac{1 \cdot 180 \cdot 0{,}8}{1 \cdot 180 \cdot 0{,}8 + 1 + 1^2 \cdot 4{,}1} = \frac{144}{149{,}1} = 0{,}965 \text{ sau } 96{,}5\% ;$$

pentru $\beta = \frac{3}{4}$,

$$\eta = \frac{0{,}75 \cdot 180 \cdot 0{,}8}{0{,}75 \cdot 180 \cdot 0{,}8 + 1 + (0{,}75)^2 \cdot 4{,}1} = \frac{144}{111{,}3} = 0{,}9703 \text{ sau } 97{,}03\% ;$$

pentru $\beta = \frac{2}{4}$,

$$\eta = \frac{0{,}5 \cdot 180 \cdot 0{,}8}{0{,}5 \cdot 180 \cdot 0{,}8 + 1 + 0.5^2 \cdot 4{,}1} = \frac{72}{74{,}025} 09729 \text{ sau } 97{,}29\% ;$$

pentru $\beta = \frac{1}{4}$,

$$\eta = \frac{0{,}25 \cdot 180 \cdot 0{,}8}{0{,}25 \cdot 180 \cdot 0{,}8 + 1 + 0{,}25^2 \cdot 4{,}1} = \frac{36}{37{,}25} = 0 \cdot 966 \text{ sau } 96{,}6\% .$$

b) Valoarea maximă a randamentului este dată de relația (2-51)

$$\beta = \sqrt{\frac{P_0}{P_{sc}}} = \sqrt{\frac{1}{4{,}1}} \approx 0{,}5 ;$$

După cum rezultă, randamentul transformatorului variază destul de puțin cu sarcina și atinge valoarea maximă la o sarcină inferioară sarcinii nominale.

2-13. Funcționarea în paralel a transformatoarelor

Două sau mai multe transformatoare funcționează în paralel atunci cînd sînt alimentate, simultan, de la aceeași rețea primară și debitează pe aceeași rețea secundară. În acest scop, bornele primare și cele secundare ale transformatoarelor sînt legate, fiecare, la barele respective a celor două rețele.

În fig. 2-25 sînt reprezentate două transformatoare monofazate, legate în paralel. Săgețile indică sensurile, la un moment dat, ale tensiunilor și curenților primari și secundari.

Pentru ca transformatoarele să poată funcționa în paralel, este necesar să îndeplinească următoarele condiții:

1) La tensiuni egale aplicate circuitelor primare, trebuie să rezulte tensiuni secundare egale.

Această condiție este echivalentă cu aceea ca transformatoarele să aibă același raport de transformare, adică în cazul a n transformatoare cuplate în paralel

$$k_I = k_{II} = \cdots = k_n \cdot \qquad (2\text{-}52)$$

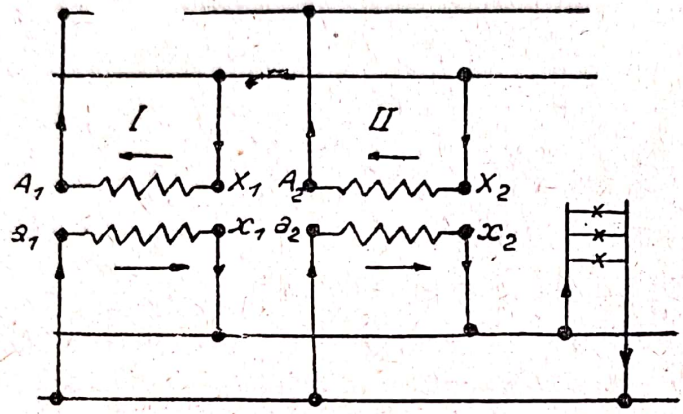


Fig. 2-25. Schema funcționării în paralel a transformatoarelor monofazate

2) Tensiunile de scurcircuit ale transformatoarelor să fie egale între ele, adică să avem

$$U_{scI} = U_{scII} = \cdots = U_{scn}\,, \qquad (2\text{-}53)$$

și, totodată, pe cît posibil, triunghiurile de scurtcircuit să fie identice, adică să avem și

$$U_{sca\,I} = U_{sca\,II} = \cdots = U_{scan}\,;$$

de unde rezultă

$$U_{scr\,I} = U_{scr\,II} = \cdots = U_{scrn} \cdot$$

Această condiție este echivalentă cu aceea ca transformatoarele să aibă același decalaj de scurtcircuit (vezi fig. 2-15), adică

$$\varphi_{sc\,I} = \varphi_{sc\,II} = \cdots = \varphi_{scn} \cdot \qquad (2\text{-}53\,a)$$

3) Transformatoarele trebuie să aparțină aceleiași grupe de conexiuni, adică să aibă aceeași cifră în simbolul respectiv, ceea ce dovedește că au același decalaj între tensiunile de linie primare și secundare.

În cele ce urmează, vom examina comportarea a două transformatoare funcționînd în paralel fără să îndeplinească în întregime condițiile arătate.

a) Transformatoarele nu au același raport de transformare

Să presupunem că avem $k_I < k_{II}$. Aceasta înseamnă că, pentru aceeași tensiune primară aplicată transformatoarelor, vom avea $E_{2I} > E_{2II}$. Înfășurările secundare fiind legate în opoziție, în circuitul secundar comun al fiecărei faze secundare apare cîte o f.e.m. rezultantă dată de relația

$$\Delta \bar{E} = \bar{E}_{2I} - \bar{E}_{2II}\,,$$

care dă naștere unui curent de circulație I_c a cărui valoare este

$$\bar{I}_c = \frac{\Delta \bar{E}}{\bar{z}_{scI} + \bar{z}_{scII}} \quad (2\text{-}54)$$

În relația precedentă, $\bar{z}_{scI}$ și $\bar{z}_{scII}$ sînt impedanțele de scurtcircuit ale transformatoarelor, exprimate în mărimi complexe.

Cînd rapoartele de transformare diferă sensibil între ele, f.e.m. $\Delta \bar{E}$ devin importante, curenții de circulație, care apar simultan atît în circuitele primare cît și în cele secundare ale transformatoarelor, ating valori periculoase și funcționarea transformatoarelor devine imposibilă.

În practică se admite, între rapoartele de transformare ale unităților care funcționează în paralel, o diferență de cel mult 0,5%.

b) Transformatoarele nu au tensiuni de scurtcircuit egale

Să presupunem că transformatoarele sînt de aceeași putere dar că $U_{scI} > U_{scII}$. În aceste condiții, să încercăm separat cele două transformatoare și să le ridicăm caracteristicile externe.

Primul transformator avînd la curentul nominal o cădere de tensiune mai mare decît cel de al doilea (din condiția $U_{scI} > U_{scII}$), caracteristica sa externă este mai înclinată decît aceea a transformatorului al doilea (fig. 2-26). Rezultă că la cuplarea în paralel a acestor transformatoare, pentru

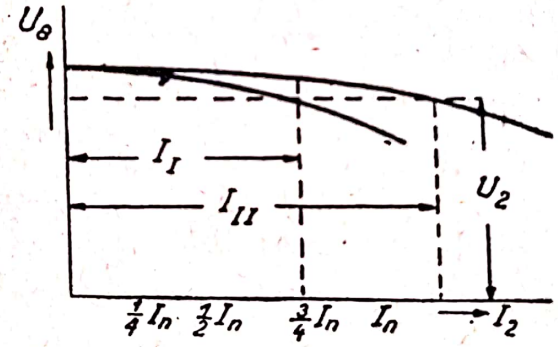


Fig. 2-26. Distribuția sarcinii între două transformatoare cu tensiuni de scurtcircuit diferite

aceeași tensiune secundară U_2 ele se vor încărca inegal și anume: transformatorul II, cu tensiune de scurtcircuit mai mică, se încarcă mai mult decît transformatorul I, cu tensiune de scurtcircuit mai mare ($I_I < I_{II}$), la aceeași sarcină totală $I = I_I + I_{II}$, curenții I_I și I_{II} fiind invers proporționali cu tensiunile de scurtcircuit.

Dacă transformatoarele în paralel au puteri diferite însă tensiunile lor de scurtcircuit sînt egale, sarcina totală se distribuie proporțional cu puterile transformatoarelor legate în paralel. Dacă transformatoarele au puteri diferite și tensiuni de scurtcircuit diferite, sarcina totală se distribuie proporțional cu puterile și invers proporțional cu tensiunile de scurtcircuit.

În practică, între tensiunile de scurcircuit ale transformatoarelor care funcționează în paralel se admit diferențe de $\pm 10\%$ din valoarea medie comună.

Cînd cele două transformatoare au triunghiuri de scurtcircuit identice, decalajele lor interioare sînt egale, adică

$$\varphi_{scI} = \varphi_{scII} = \varphi_{sc} .$$

În acest caz, curenţii transformatoarelor sînt în fază şi se însumează aritmetic pentru a da curentul total de sarcină. Urmează că pentru orice sarcină a grupului, cei doi curenţi păstrează valori minime, deci transformatoarele funcţionează cu randament optim, datorită pierderilor în cupru reduse.

Identitatea triunghiurilor de scurtcircuit nu este strict indispensabilă pentru funcţionarea în paralel a transformatoarelor.

c) Transformatoarele aparţin la grupe de conexiuni diferite

Să presupunem că unul din transformatoare aparţine grupei 12, iar celălalt, grupei 11. După cum am arătat în paragraf. 2-11, triunghiurile tensiuniior de linie secundare sînt rotite, unul faţă de celălalt, cu 30°. În fig. 2-27 este reprezentată diagrama vectorială a f.e.m. compuse (între

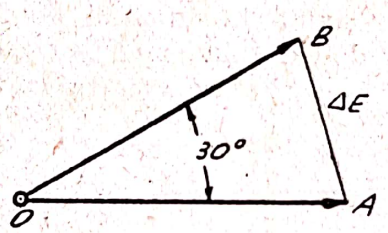


Fig. 2-27. Diagrama f.e.m. la funcţionarea în paralel a două transformatoare din grupe diferite

faze) în secundarul transformatoarelor; $\overline{OA}$ este vectorul f.e.m. a primului transformator şi $\overline{OB}$, al celui de al doilea. Cei doi vectori sînt egali $(OA = OB)$ şi decalaţi între ei cu 30°. Prin urmare, la legarea în paralel va apare în circuitele secundare comune ale transformatoarelor o f.e.m. rezultantă dată de relaţia

$$\Delta E = BA = 2\,OA \sin 15^0 = 0{,}52\,OA .$$

Sub acţiunea forţelor e.m. ΔE, în circuitele închise formate de înfăşurările primare, respectiv de cele secundare ale transformatoarelor, apar curenţi de circulaţie, a căror valoare poate întrece curentul nominal al acestora şi funcţionarea în paralel este imposibilă.

2-14. Autotransformatorul

Transformatoarele studiate pînă acum au două înfăşurări complet independente, una parcursă de curentul primar, cealaltă, de curentul secundar, şi transferul de putere dintr-o înfăşurare în cealaltă se face, în întregime, pe cale electromagnetică.

Autotransformatorul este un transformator de construcţie mai simplă, redus la o singură înfăşurare, care constituie circuitul său de tensiune ridicată.

Circuitul de joasă tensiune face parte din însuși circuitul de tensiune ridicată, cuprinzînd un anumit număr din spirele acestuia din urmă.

În fig. 2-28 este reprezentată schema unui autotransformator monofazat coborîtor de tensiune. Bornele A X se leagă la tensiunea de alimentare

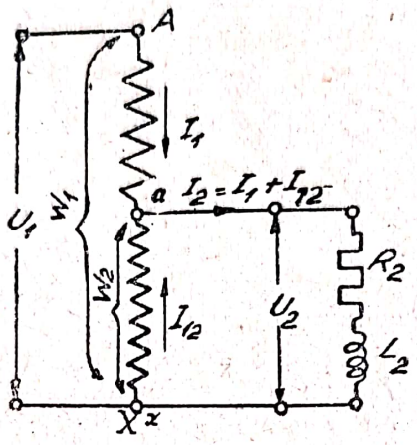


Fig. 2-28. Schema de principiu a autotransformatorului monofazat

și constituie bornele înfășurării primare cu w_1 spire. Bornele a x constituie bornele înfășurării secundare cu w_2 spire. Evident că $w_2 < w_1$. Bornele X și x formează o bornă comună.

Dacă se leagă primarul la rețeaua de alimentare, înfășurarea secundară fiind deschisă, autotransformatorul funcționează ca un transformator obișnuit în gol. În miezul de fier al aparatului apare fluxul util Φ, care induce în cele două înfășurări f.e.m. date, respectiv, de relațiile (2-5) și (2-6)

$$E_1 = 4{,}44\, f\, w_1\, \Phi\,,$$

$$E_2 = 4{,}44\, f\, w_2\, \Phi\,.$$

Rezultă pentru raportul de transformare

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = k\,.$$

Dacă neglijăm căderile de tensiune din înfășurări, avem

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{U_2}\,. \qquad (2\text{-}55)$$

Pentru a examina funcționarea autotransformatorului în sarcină, vom presupune, pentru simplificare, că neglijăm pierderile din autotransformator și considerăm decalajul primar egal cu cel secundar ($\cos \varphi_1 = \cos \varphi_2$). În aceste condiții avem

$$U_1 I_1 = U_2 I_2\,,$$

de unde

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1}\,.$$

Dacă ţinem seama de relaţia (2-55), avem

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k} \quad . \tag{2-56}$$

Curenţii din înfăşurarea primară şi cea secundară fiind permanent în opoziţie de fază, sensul lor, la un moment dat, este cel arătat în fig. 2-28. Aplicînd legea a doua a lui Kirchhoff nodului a şi ţinînd seama de expresia (2-56), obţinem următoarea relaţie între curenţii autotransformatorului

$$I_{12} = I_2 - I_1 = \left(1 - \frac{w_2}{w_1}\right) I_2 = \left(1 - \frac{1}{k}\right) I_2 \quad , \tag{2-57}$$

în care I_{12} este curentul rezultant din înfăşurarea secundară, diferit de curentul de sarcină al secundarului.

Din relaţia (2-57) rezultă că curentul I_{12} este cu atît mai mic, faţă de curentul de sarcină I_2, cu cît raportul de transformare k este mai aproape de *1*, deci cu cît tensiunile U_1 şi U_2 sînt mai apropiate. Prin urmare, înfăşurarea secundară $a\,x$ a autotransformatorului, parcursă de curentul I_{12}, poate fi dimensionată cu o secţiune mai mică decît la un transformator normal, de aceeaşi putere şi raport de transformare. Rezultă pentru autotransformator o economie de cupru şi, în consecinţă, un preţ de cost cu atît mai redus, cu cît U_2 este mai apropiat de U_1. Odată cu creşterea raportului de transformare, economia realizată de autotransformator scade; de aceea, autotransformatoarele obişnuite se construiesc cu raporturi de transformare care nu depăşesc 1,5-2.

Din relaţia (2-57) rezultă că

$$I_2 = I_1 + I_{12} \quad .$$

Înmulţind ambii membri ai acestei relaţii cu U_2, se obţine

$$U_2 I_2 = U_2 I_1 + U_2 I_{12} \quad . \tag{2-58}$$

Rezultă că puterea $U_2 I_2$ debitată de autotransformator se compune din doi termeni: puterea $U_2 I_1$ transmisă de primar direct circuitului de utilizare, datorită cuplajului electric dintre cele două circuite, şi puterea $U_2 I_{12}$, transmisă de primar pe cale electromagnetică, prin intermediul înfăşurării secundare. Autotransformatorul prezintă deci un principiu de funcţionare diferit de al transformatorului obişnuit, la care întreaga putere secundară se obţine pe cale electromagnetică.

Autotransformatoarele sînt folosite, în special sub forma trifazată, între altele, la pornirea motoarelor asincrone de curent alternativ. Ele reduc tensiunea aplicată motoarelor în momentul pornirii acestora, în scopul reducerii curentului de pornire (vezi par. 4-13).

2-15. Transformatoarele de măsură

În instalaţiile de medie şi de înaltă tensiune, aparatele electrice de măsurat (ampermetre, voltmetre, wattmetre, contoare etc.) se conectează prin intermediul transformatoarelor de măsură. Tot prin intermediul acestora se conectează şi releele de protecţie ale instalaţiilor. În aceste condiţii pot fi

folosite pentru măsuri aparate standardizate, de tensiuni şi curenţi reduşi (100 V pentru tensiuni şi 5 A pentru curenţi) şi se asigură, în acelaşi timp, protecţia personalului care manipulează aparatele de măsurat şi releele de protecţie.

Transformatoarele de măsură se împart în două categorii: *transformatoare de tensiune* şi *transformatoare de intensitate*. Cele dintîi se montează în derivaţie pe circuitele a căror tensiune o transformă, celelalte, în serie cu circuitele al căror curent îl transformă.

a) Transformatoarele de tensiune

Aceste transformatoare sînt destinate alimentării voltmetrelor, circuitelor voltmetrice ale wattmetrelor, ale contoarelor, ale releelor etc. Puterea lor este foarte redusă, cuprinsă în general între 10-15 VA.

Se cere transformatoarelor de tensiune o mare precizie. Cînd sînt destinate pentru măsuri, normele prevăd ca raportul lor de transformare să varieze cu cel mult $+1\%$.

Curentul de sarcină al transformatoarelor de tensiune fiind foarte apropiat de curentul în gol, condiţiile lor de funcţionare corespund funcţionării în gol a transformatoarelor obişnuite.

Tensiunea secundară nominală a transformatorului de tensiune este $U_{2n} = 100$ V.

Pentru ca eroarea admisibilă a transformatorului să nu depăşească limitele impuse de norme, curentul său de magnetizare trebuie să fie foarte redus. În acest scop, miezul transformatorului se execută dintr-un oţel special (de permeabilitate foarte ridicată) şi inducţia este limitată la 6 000-8 000 gauss, pentru ca transformatorul să funcţioneze nesaturat.

Raportul real de transformare este dat de relaţia

$$k_u = \frac{U_1}{U_2} \cdot \tag{2-59}$$

Cunoscînd indicaţia U_2 a voltmetrului, tensiunea U_1 care se măsoară este

$$U_1 = k_u \cdot U_2 \cdot$$

Practic mărimea indicată de instrumentul de măsurat nu se înmulţeşte cu *raportul real* k_u, care nu rămîne strict constant căci depinde de regimul de lucru al transformatorului, ci cu *raportul nominal de transformare*, dat de relaţia

$$k_{un} = \frac{U_{1n}}{U_{2n}}, \tag{2-60}$$

care se găseşte indicat pe plăcuţa transformatorului. Valoarea tensiunii care se măsoară este dată, în acest caz, de relaţia

$$U_1' = k_{un} U_2 \cdot$$

Determinarea valorii mărimii de măsurat cu ajutorul raportului nominal de transformare produce erori în rezultatele măsurărilor. Eroarea relativă,

datorită inegalității între rapoartele de transformare reale și nominale, este dată de expresia

$$\beta_u\,\% = \frac{U_1' - U_1}{U_1} = \frac{k_{un}U_2 - k_u U_2}{k_u U_2}\,100 = \frac{k_{un} - k_u}{k_u}\,100 \cdot \qquad (2\text{-}61)$$

Eroarea β_u se numește *eroare de mărime.*

În afară de eroarea de mărime, există și o *eroare de unghi,* datorită faptului că vectorul tensiunii secundare transpus la primar nu este în fază cu vectorul tensiunii primare. Eroarea de unghi este dată de decalajul dintre cei doi vectori.

După mărimea erorii admisibile, transformatoarele de tensiune se împart în patru clase de precizie: 0,2, 0,5, 1 și 3. Cifrele respective reprezintă, în procente, valoarea limită a erorii de tensiune, corespunzătoare tensiunii secundare nominale.

b) Transformatoarele de intensitate

Transformatoarele de intensitate reduc, într-un anumit raport, valoarea unui curent. În consecință, înfășurarea lor primară constă dintr-un număr mic de spire (redus uneori la una singură) de secțiune relativ mare, care se leagă în serie cu circuitul (fig. 2-29). Înfășurarea lor secundară se com-

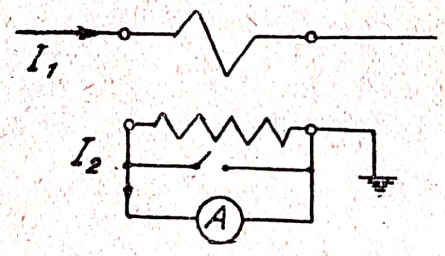


Fig. 2-29. Schema de principiu a transformatorului de intensitate

pune dintr-un număr mai mare de spire, de secțiune relativ mică, și se leagă la aparate a căror rezistență interioară este practic nulă (ampermetre, circuitele ampermetrice ale wattmetrelor, ale contoarelor, ale releelor etc.). Prin urmare, regimul normal de funcționare al transformatorului de intensitate este practic regimul de scurtcircuit.

Curentul secundar nominal al transformatorului de curent este $I_{2n} = 5$ A.

Transformatoarele de intensitate se construiesc pentru a funcționa cu o inducție în fier de maximum 1.000 gauss, deci cu un curent de mers în gol I_0 cît mai neglijabil. Dacă I_0 ar fi nul, între curentul primar și cel secundar am avea relația

$$w_1 I_1 + w_2 I_2 = 0 \ ;$$

deci, făcînd abstracție de semn,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1} \qquad (2\text{-}62)$$

și acest raport ar fi constant pentru oricare valoare a curentului I_1.

În realitate, curentul de mers în gol I_0, deşi foarte redus, există şi

$$\overline{I_1} - \overline{I_0} = -\overline{I_2}\frac{w_2}{w_1} \cdot$$

Se numeşte *raport real de transformare,* raportul

$$k_i = \frac{I_1}{I_2} \cdot \qquad (2\text{-}63)$$

Cunoscînd indicaţia I_2 a ampermetrului, intensitatea I_1, care se măsoară, este dată de relaţia

$$I_1 = k_i I_2 \cdot$$

Raportul real de transformare nu rămîne perfect constant, ci variază cu regimul de lucru al transformatorului. De aceea, se utilizează *raportul nominal de transformare,* dat de relaţia

$$k_{in} = \frac{I_{1n}}{I_{2n}}, \qquad (2\text{-}64)$$

pe care îl găsim pe plăcuţa transformatorului, iar valoarea curentului de măsurat este

$$I_1' = k_{in} I_2 \cdot$$

Eroarea relativă, cauzată de inegalitatea între rapoartele de transformare reale şi nominale, este dată de expresia

$$\beta_i\,\% = \frac{I_1' - I_1}{I_1} 100 = \frac{k_{in} I_2 - k_i I_2}{k_i I_2} 100 = \frac{k_{in} - k_i}{k_i} 100 \cdot \qquad (2\text{-}65)$$

Eroarea β_i este *eroarea de mărime* a aparatului.

Eroarea de unghi este dată de decalajul dintre vectorul curentului primar şi vectorul curentului secundar, transpus la primar.

După mărimea erorii, transformatoarele de intensitate se împart în următoarele cinci clase de precizie: 0,2, 0,5, 1, 3 şi 10. Cifra care indică clasa de precizie reprezintă valoarea, în procente, a erorii limite de curent, corespunzătoare curentului secundar nominal.

Dacă circuitul secundar al transformatorului de intensitate este întrerupt, de pildă prin deconectarea aparatului de măsurat alimentat de transformator, curentul din înfăşurarea secundară a acestuia se anulează şi, odată cu el, se anulează şi f.m.m. a înfăşurării secundare, care se opune f.m.m. a înfăşurării primare. Deoarece curentul înfăşurării primare, legate în serie, nu se micşorează pînă la curentul de mers în gol, ca la transformatoarele obişnuite, f.m.m. produsă de acest curent, singura care acţionează acum în transformator, produce un flux foarte mare. Acest flux măreşte brusc tensiunea la bornele secundare ale transformatorului de intensitate

cu circuitul secundar întrerupt, de la 3-5 V la câteva sute de volți, putînd pune în primejdie personalul de deservire, și produce totodată o creștere apreciabilă a pierderilor în fierul transformatorului, cu consecința unei încălziri periculoase a miezului. Se evită acest fenomen prin scurtcircuitarea înfășurării secundare înaintea deconectării instrumentelor de măsurat.

În fig. 2-30 este reprezentat modul cum se montează, în circuite, transformatoarele de măsură. Fig. 2-30 *a* reprezintă un circuit monofazat în care *1* este transformatorul de intensitate, care alimentează ampermetrul *A*

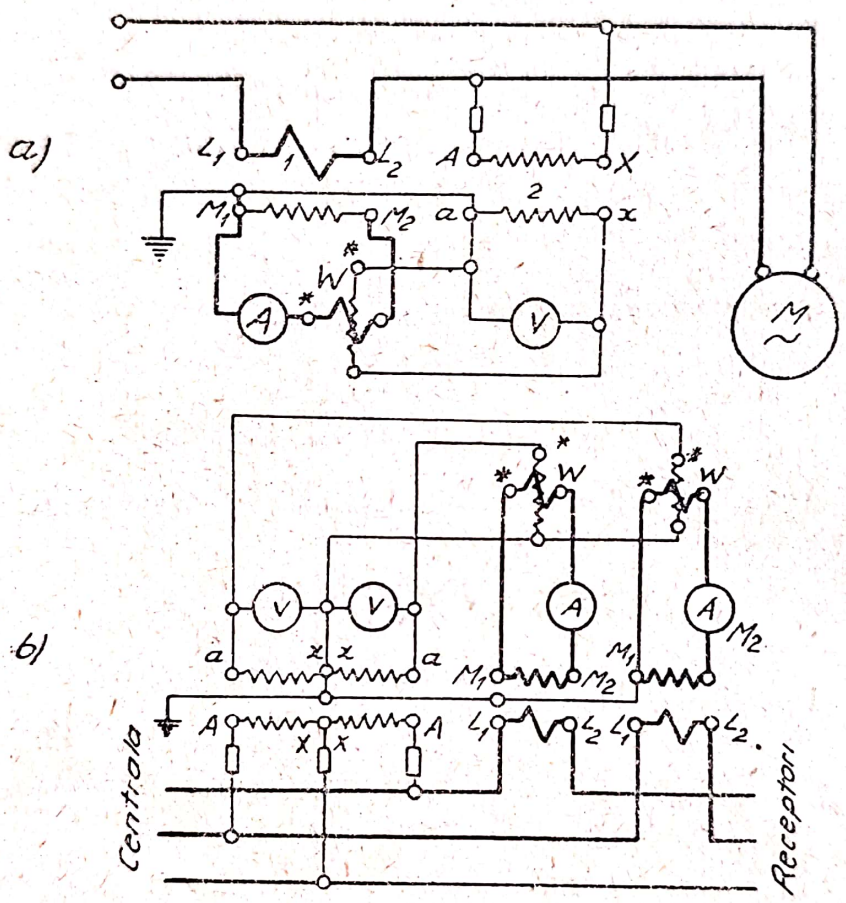


Fig. 2-30. Schema montării în circuite a transformatoarelor de măsură : *a)* într-un circuit monofazat ; *b)* într-un circuit trifazat

și circuitul ampermetric al wattmetrului *W*, iar *2* este transformatorul de tensiune, care alimentează voltmetrul *V* și circuitul voltmetric al wattmetrului *W*. Fig. 2-30 *b* arată modul cum se montează transformatoarele de măsură în circuitele trifazate.

Din motive de securitate, prescripțiile prevăd punerea la pămînt a înfășurărilor secundare și a corpurilor transformatoarelor de tensiune și, în cazul tensiunilor înalte, și a celor de intensitate. În cazul joasei tensiuni, înfășurările secundare ale transformatoarelor de intensitate nu se pun la pămînt; pentru a asigura însă o diferență de potențial minimă în înfășurările aparatelor de măsură, înfășurările secundare ale acestor transformatoare trebuie să aibă un punct comun cu cele primare.

2-16. Încălzirea şi răcirea transformatoarelor

Pierderile de energie care însoţesc funcţionarea transformatorului apar sub formă de căldură şi transformatorul se încălzeşte. Avînd de-a face cu un aparat static, lipsit de elemente în mişcare care să-i înlesnească răcirea, trebuiesc luate anumite măsuri pentru ca încălzirea aparatului peste temperatura mediului ambiant de răcire să nu depăşească limitele fixate prin norme: 70° C pentru înfăşurări şi 75° C pentru miez, la o temperatură a mediului ambiant de 35° C.

Există trei procedee de răcire a transformatoarelor: a) răcirea naturală în aer; b) răcirea în ulei, cu circulaţie naturală a uleiului; c) răcirea în ulei, cu circulaţie forţată a uleiului.

Răcirea naturală în aer se aplică transformatoarelor de putere mică şi de construcţie specială, aşa numitele *transformatoare uscate*. În această categorie intră, în general, şi transformatoarele de măsură de intensitate şi, rareori, cele de tensiune.

De regulă transformatoarele de forţă care depăşesc 5 kVA se răcesc în ulei.

Cînd puterea transformatorului nu trece de 20 000 kVA, răcirea se asigură prin circulaţia naturală a uleiului. În acest mod de răcire transformatorul este introdus într-un vas (cuvă) umplut cu un anumit ulei mineral, numit *ulei de transformator*. Datorită diferenţelor de temperatură din interiorul cuvei, uleiul circulă prin elementele încălzite ale transformatorului, se încălzeşte în contact cu spirele înfăşurărilor şi cu miezul de fier şi duce cu el căldura pe care o cedează pereţilor cuvei. De la pereţii cuvei, căldura se împrăştie în mediul ambiant.

Pentru a prezenta o suprafaţă cît mai mare de răcire, pereţii cuvei se fac ondulaţi (pînă la cinca 2 000 kVA) sau cuvele sînt prevăzute în exterior cu ţevi de răcire sau cu garnituri de radiatoare prin care circulă uleiul cald (pînă la circa 20 000 kVA). Uneori răcirea uleiului este activată cu ajutorul unor ventilatoare aşezate în vecinătatea radiatoarelor, mărindu-se astfel limita de putere indicată mai sus.

La transformatoarele puternice, de peste 30 000 kVA, căldura degajată este atît de mare încît circulaţia naturală a uleiului în transformator şi în radiatoarele de răcire nu mai este suficientă pentru a asigura evacuarea ei. În acest caz, se activează răcirea transformatorului printr-o circulaţie forţată a uleiului şi prin răcirea acestuia într-un dispozitiv special. Uleiul încălzit este împins, cu ajutorul pompelor, în serpentine sau în răcitoare tubulare răcite cu apă.

Pe lîngă rolul de a transporta căldura care se degajă în transformator, uleiul serveşte şi pentru a întări izolaţia diferitelor părţi ale transformatorului, pe care le impregnează. Pentru aceasta, uleiul de transformator nu trebuie să conţină impurităţi sau urme de umiditate şi trebuie să aibă un punct de sleire scăzut.

Înaintea umplerii cuvei, se procedează la o uscare temeinică atît a transformatorului cît şi a uleiului.

Pentru a asigura uleiului menţinerea calităţilor sale dielectrice, trebuie evitat contactul direct dintre uleiul din cuva transformatorului şi aerul atmosferic. Se obţine aceasta umplînd, la rece, în întregime cu ulei cuva transformatorului. Pentru a permite dilatarea liberă a uleiului încălzit, cuva trans-

Scanned with OKEN Scanner

formatorului se leagă cu un mic vas cilindric, cu o capacitate de 5—8% din volumul cuvei, care poartă numele de *conservator de ulei*. Conservatorul de ulei se fixează de regulă pe capacul cuvei transformatorului (fig. 2-32).

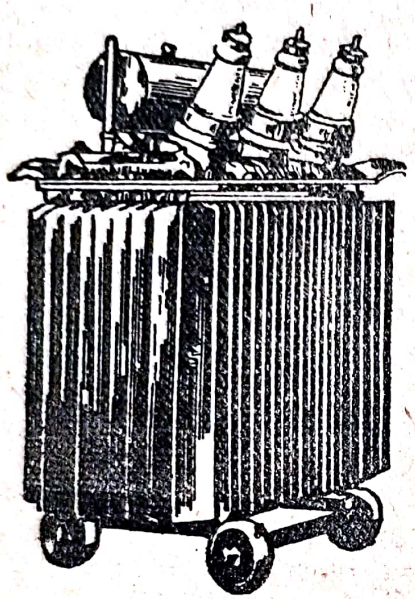


Fig. 2-31. Transformator cu cuvă ondulată

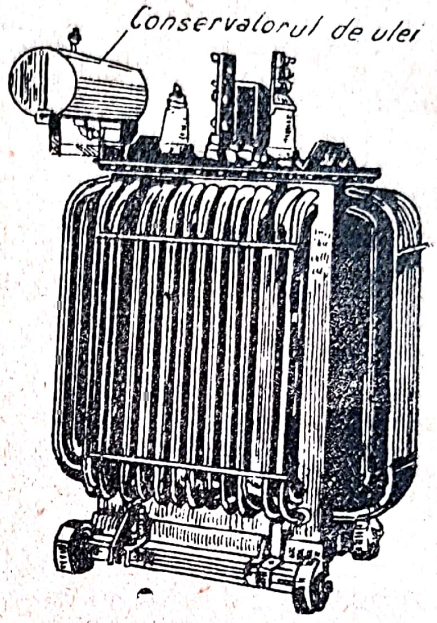


Fig. 2-32. Transformator a cărei cuvă dispune de țevi de răcire

În fig. 2-31 este reprodusă construcția unui transformator în cuvă cu pereții ondulați, iar în fig. 2-32, a unui transformator cu țevi de răcire.

2-17. Transformatoare de construcție specială

În afară de transformatoarele studiate mai sus, există o serie de tipuri adaptate unor utilizări speciale, care prezintă anumite particularități constructive. Vom examina pe scurt, în cele ce urmează, cîteva tipuri de asemenea transformatoare întîlnite mai des în practică.

a) Transformatoare cu mai multe întăşurări secundare

Cînd transformatorul trebuie să debiteze, simultan, sub mai multe tensiuni, secundarul său este prevăzut cu un număr corespunzător de înfășurări independente, fiecare din ele producînd o f.e.m. proporțională cu numărul respectiv de spire.

În rețelele de transport și distribuție se utilizează *transformatoarele cu trei înfășurări*, una primară și două secundare. Alimentate de la aceeași rețea primară, aceste transformatoare sînt capabile să debiteze energia transformată sub două tensiuni secundare diferite, înlocuind în modul acesta două transformatoare obișnuite.

Transformatoarele de forță cu trei înfășurări se construiesc, de regulă, de puteri mari (5 600 kVA - 31 500 kVA) și la tensiuni ridicate (121/38,5/11 kV).

Transformatoarele cu mai multe înfășurări sînt utilizate, în mod frecvent, și în tehnica curenților slabi, în unități de putere redusă și foarte redusă. În radiotehnică se întrebuințează, de pildă, transformatoare cu o singură

înfăşurare primară şi cu o serie de înfăşurări secundare care alimentează separat: circuitele de redresare şi semnalizare, circuitele de încălzire ale tuburilor electronice, circuitele anodice etc.

b) Transformatoare pentru cuptoare electrice

Transformatoarele pentru alimentarea cuptoarelor electrice (vezi par. 8-2) sînt caracterizate prin tensiuni secundare joase şi curenţi secundari foarte mari. Se construiesc asemenea transformatoare pentru puteri pînă la 25 000 kVA şi pentru curenţi pînă la 100 000 A şi uneori chiar mai mult. Numărul de spire al înfăşurărilor secundare, la transformatoarele care alimentează cuptoare de mare putere, este redus la 1-2 spire. Din cauza curentului secundar ridicat, fiecare spiră a înfăşurării secundare constă dintr-o serie de căi de curent legate în paralel, al căror număr ajunge pînă la 10, la cuptoarele foarte puternice depăşind chiar uneori această cifră.

La aceleaşi puteri şi tensiuni primare, transformatoarele pentru cuptoare sînt mai grele şi au un randament mai scăzut decît transformatoarele obişnuite.

c) Transformatoare de sudură

Forma constructivă a acestor transformatoare diferă după caracterul operaţiei de sudură (vezi par. 8-3): sudură cap la cap, în cusătură, prin puncte sau cu arc.

Transformatoarele pentru primele trei procedee funcţionează cu tensiune secundară redusă la cîţiva volţi.

Transformatorul folosit în sudura cu arc funcţionează cu o tensiune secundară de mers în gol de 60-70 V şi un curent secundar reglabil între 70 şi 300 A. Ca şi la generatorul de c.c. de sudură (par. 1-26 a), caracteristica sa externă trebuie să coboare brusc cu sarcina (fig. 2-33) pentru ca

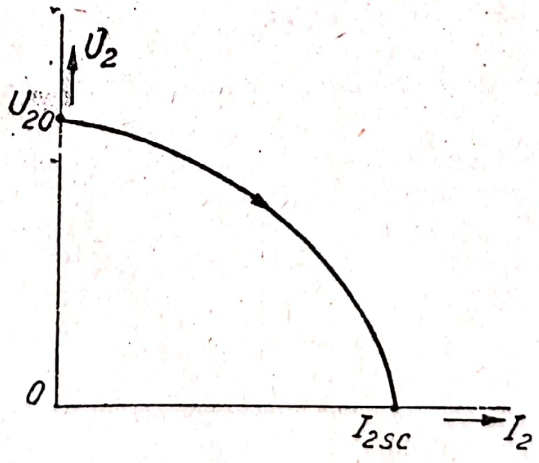


Fig. 2-33. Caracteristica externă a transformatorului pentru sudura cu arc

curentul secundar, în timpul operaţiei de sudură, să se menţină cît mai constant. Se realizează această condiţie, între altele, utilizînd o reactanţă importantă montată în serie pe circuitul secundar al transformatorului.

Scanned with OKEN Scanner

În fig. 2-34 este reprezentată schema principială a unui transformator de sudură *TS*, prevăzut în circuitul secundar cu o bobină de reactanţă reglabilă *BR* (reactor). Prin schimbarea lungimii întrefierului din circuitul magnetic al reactorului, se variază reactanţa acestuia şi, odată cu ea, impedanţa

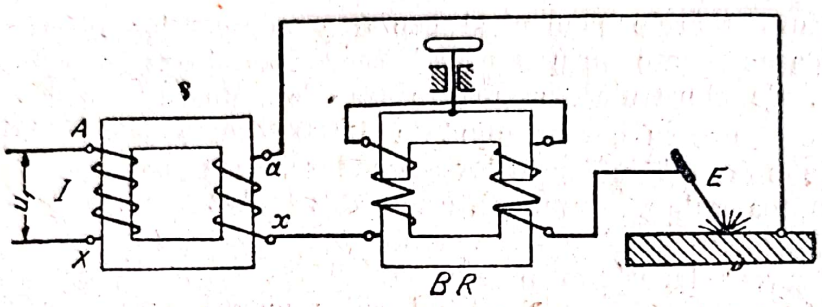


Fig. 2-34. Schema principială a transformatorului de sudură reglat printr-o bobină de reactanţă reglabilă: *TS*-Transformatorul de sudură; *BR*-bobina de reactanţă; *S*-sudura

circuitului secundar al transformatorului; în modul acesta, se poate regla curentul secundar (curentul de sudură al transformatorului), după necesităţile operaţiei de sudură.

Transformatorul de sudură funcţionează cu un factor de putere redus ($\cos \varphi \approx 0{,}3\text{-}0{,}5$), ceea ce constituie un neajuns pentru reţelele de alimentare.

CAPITOLUL III

MAŞINILE SINCRONE

3-1. Consideraţii generale

Maşinile de curent alternativ se împart în două mari clase: *maşini sincrone* şi *maşini asincrone*.

Maşinile sincrone funcţionează cu o viteză constantă, numită *viteză de sincronism*, legată de frecvenţa f a reţelei prin relaţia

$$n = \frac{60 f}{p}, \qquad (3\text{-}1)$$

în care p este numărul de perechi de poli, şi sînt excitate în curent continuu.

Maşinile asincrone funcţionează, în general, cu viteze diferite de cea de sincronism şi sînt excitate în curent alternativ, care este luat, sub formă dewattată (curent magnetizant), din reţeaua la care este cuplată maşina.

Ca orice maşină electrică, maşina de curent alternativ este reversibilă, adică poate funcţiona atît ca generator cît şi ca motor. Maşinile sincrone sînt utilizate în general ca generatoare, cele asincrone, ca motoare electrice.

Maşina sincronă generatoare se numeşte *alternator* sau *generator sincron*.

O maşină sincronă se compune în esenţă dintr-un stator şi un rotor. De regulă statorul poartă înfăşurarea indusă, constituind astfel *indusul* maşinii, iar rotorul poartă polii inductori, constituind *inductorul* maşinii, deci invers decît la maşina de curent continuu unde rotorul este indus şi statorul inductor.

Statorul constă dintr-un miez de fier de formă cilindrică, care constituie partea sa activă, dintr-o carcasă metalică, care susţine miezul şi fixează maşina de fundaţie, şi din scuturi, care închid lateral maşina. Atît carcasa cît şi scuturile sînt confecţionate din fontă nemagnetică sau din oţel turnat sau sudat. În fig. 3-1, în *b* este reprezentată carcasa cu miezul de fier şi înfăşurarea indusă, iar în *a* şi *d*, scuturile.

Miezul statorului este format din tole de oţel electrotehnic (tole de dinamo), groase de 0,5 mm şi izolate între ele cu lac special.

În ce priveşte rotorul maşinii sincrone, se deosebesc două tipuri constructive: cu *poli aparenţi* şi cu *poli înecaţi*.

În fig. 3-1 *c* este reprezentat tipul cu poli aparenţi. Rotorul maşinii este format dintr-un cilindru de fontă sau de oţel pe care sînt fixaţi polii inductori. Aceştia din urmă sînt formaţi din electromagneţi excitaţi în curent continuu, ale căror bobine sînt legate în serie şi în aşa fel încît polii să se magnetizeze, succesiv, unul nord şi altul sud.

Miezul polilor se face din oțel turnat sau din tablă de fier laminată. Piesa polară se face totdeauna din tablă de fier laminată.

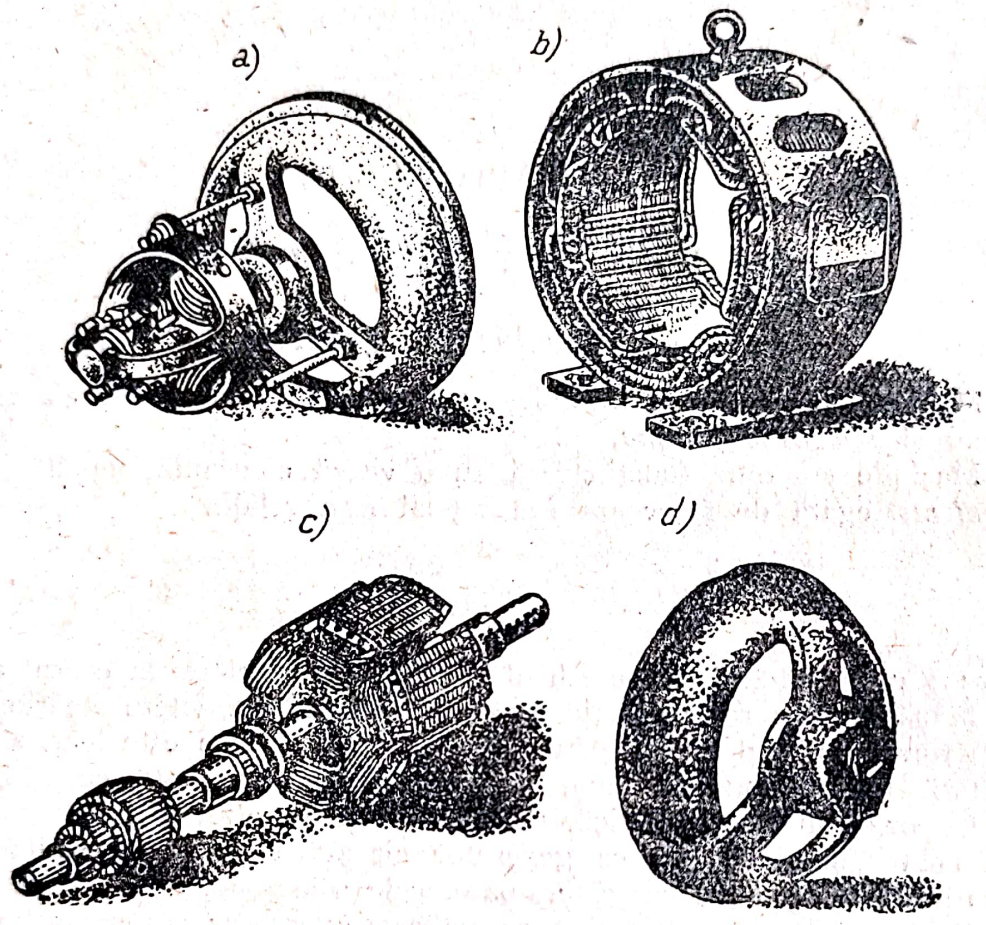


Fig. 3-1. Generator sincron de putere redusă cu poli aparenți: *a)* scutul din față cu inductorul excitatoarei; *b)* statorul; *c)* rotorul cu indusul excitatoarei; *d)* scutul din dos

În fig. 3-2 este reprezentată secțiunea longitudinală și transversală a unui alternator obișnuit, cu poli aparenți, cu $2p = 6$.

Rotoarele cu poli aparenți sînt folosite numai la mașini sincrone cu viteze sub 1 000 rot/min. Dacă viteza mașinii depășește această valoare, vitezele periferice ale rotorului pot atinge mărimi pentru care rezistența mecanică a rotorului cu poli aparenți nu poate fi asigurată decît cu mari dificultăți. Pentru acest motiv, rotoarele mașinilor sincrone cu viteze depășind 1 000 rot/min se construiesc cu poli înecați.

Rotorul cu poli înecați se execută dintr-un cilindru de oțel, prevăzut pe periferie cu crestături axiale în care se așază înfășurarea inductoare. În fig. 3-3 este reprezentat un rotor cu poli înecați cu $2p = 4$, deci care, la frecvența de 50 Hz, se rotește cu 1 500 rot/min. Cînd rotorul cu poli înecați are $2p = 2$, viteza de rotație este de 3 000 rot/min.

Pentru a alimenta rotorul generatorului sincron cu curent continuu în timpul funcționării mașinii, capetele înfășurării sale de excitație sînt legate la două inele de cupru fixate pe axul mașinii și izolate atît între ele cît și

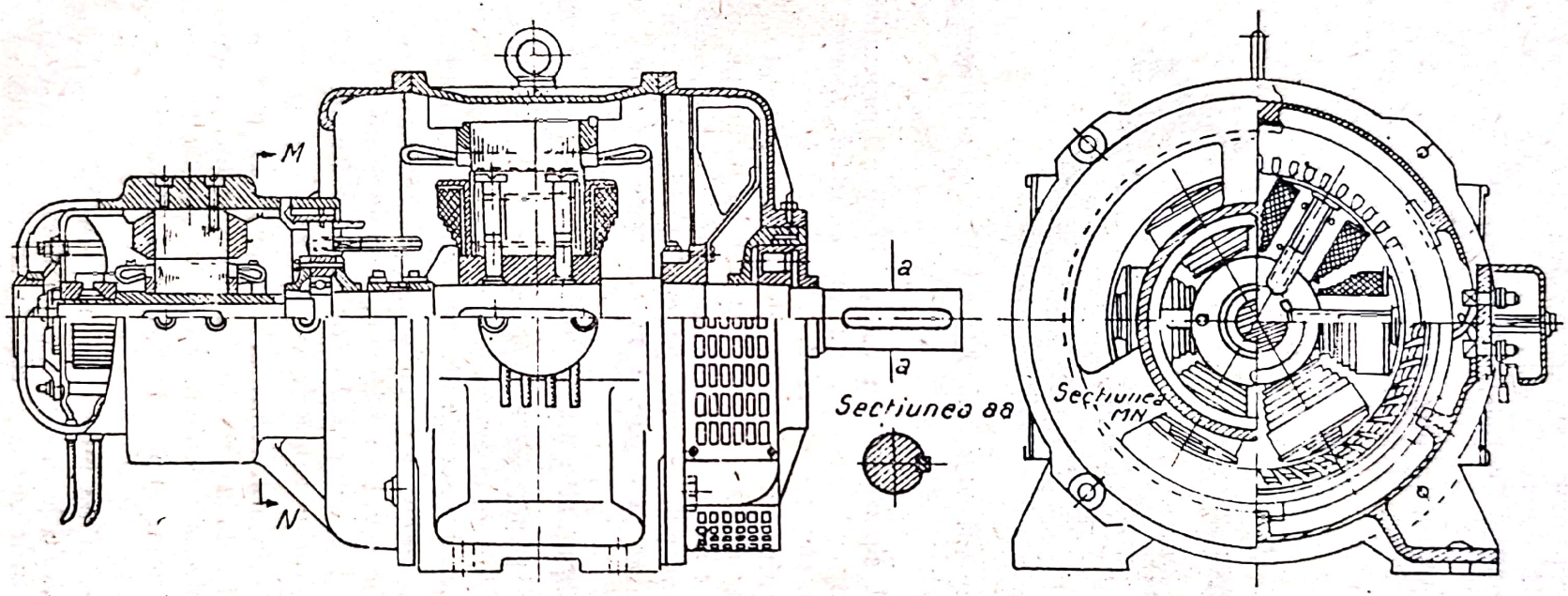


Fig. 3-2. Secțiunea longitudinală și cea transversală a unui alternator cu poli aparenți

față de ax. Pe inele freacă două perii, care aduc curentul de la un mic generator de curent continuu numit *excitatoare*, montat de obicei pe același arbore ca și rotorul. Puterea excitatoarei reprezintă circa 0,5-10% din puterea mașinii sincrone, cifre minimă corespunzînd generatoarelor de foarte mare putere.

În fig. 3-1 *a* este reprezentat, fixat de scut, statorul inductor al excitatoarei, iar în fig. 3-1 *c*, fixat pe axul mașinii, indusul excitatoarei.

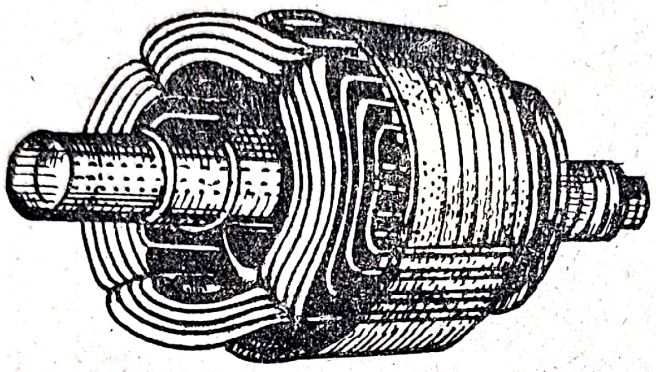


Fig. 3-3. Rotorul cu poli înecați al unui alternator cu $2p = 4$

Rotorul mașinii sincrone care funcționează ca generator este antrenat de un motor primar și mașina transformă astfel energia mecanică, pe care o primește, în energie electrică.

Alternatorul destinat a fi cuplat cu o turbină termică poartă numele de *turbogenerator*, iar cel destinat a fi cuplat cu o turbină hidraulică, *hidrogenerator*. Turbinele termice fiind motoare rapide, turbogeneratoarele se construiesc cu rotoare cu poli înecați, pe cînd turbinele hidraulice funcționînd cu viteze reduse, hidrogeneratoarele se construiesc cu poli aparenți.

3-2. Înfășurările mașinilor de curent alternativ

Spre deosebire de înfășurările mașinilor de curent continuu, care sînt înfășurări închise, cele de curent alternativ sînt înfășurări deschise, fiecare fază a înfășurării avînd capetele de început și de sfîrșit libere.

Înfășurările de curent alternativ sînt monofazate sau polifazate. Cele mai răspîndite sînt înfășurările trifazate, compuse din trei înfășurări monofazate independente. Începuturile fazelor unei înfășurări trifazate se notează cu A, B, C și sfîrșiturile respectiv cu X, Y, Z.

Elementul de înfășurare format din una sau mai multe spire legate în serie și așezate în două crestături ale statorului se numește *bobină* sau *secțiune*. Laturile active ale bobinei poartă numele de *mănunchiuri*. În schema unei înfășurări de curent alternativ figurează mănunchiurile și bobinele respective.

Dacă ne deplasăm pe înfășurare în sensul orar, mănunchiul din stînga al unei bobine constituie începutul, cel din dreapta, sfîrșitul bobinei. Distanța dintre mănunchiul de început și cel de sfîrșit al bobinei constituie *pasul* înfășurării și se notează cu y.

Pasul se exprimă în număr de crestături sau în fracţiuni de pas polar. Cînd $y = \tau$ (fig. 3-4), înfăşurarea este cu *pas diametral*, iar cînd $y < \tau$, înfăşurarea este cu *pas scurtat*.

Bobinele înfăşurărilor de curent alternativ se execută, de regulă, pe şablon, legîndu-se între ele numai după ce au fost montate pe maşină. Dacă bobinele sînt executate din sîrmă rotundă, avem o *înfăşurare în bobine*, iar dacă sînt executate din bare (în cazul curenţilor de intensitate ridicată), avem o *înfăşurare în bare*.

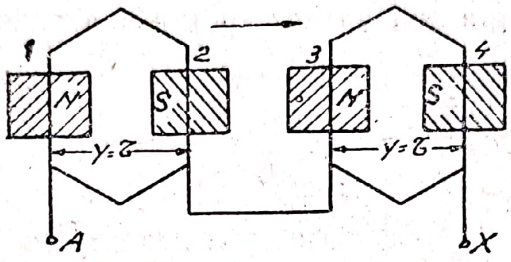


Fig. 3-4. Secţiunile unei înfăşurări concentrate cu pas diametral

Înfăşurările de curent alternativ se împart în înfăşurări într-un *singur strat*, cînd într-o crestătură intră un singur mănunchi, şi înfăşurări în *două straturi*, cînd într-o crestătură sînt aşezate două mănunchiuri suprapuse, cel superior constituind mănunchiul de început al unei bobine, iar cel inferior, mănunchiul de sfîrşit al altei bobine. Parcurgînd înfăşurarea, mănunchiurile superioare sînt mănunchiuri de ducere, cele inferioare, mănunchiuri de întoarcere ale bobinei respective.

În înfăşurările maşinilor sincrone f.e.m. sînt induse de electromagneţi rotativi iar în cele ale maşinilor asincrone, de cîmpuri învîrtitoare.

În cel mai simplu caz, fiecărei perechi de poli ai inductorului îi revine cîte o bobină de fiecare fază a înfăşurării induse, ale cărei mănunchiuri se găsesc în cîte o crestătură pe pol şi fază (fig. 3-4). În acest caz, dacă maşina este multipolară ($2p > 2$), f.e.m. induse în bobinele unei faze, aşezate în mod identic sub fiecare pereche de poli, sînt în fază şi, legînd toate bobinele în serie, se obţine o f.e.m. totală egală cu suma algebrică a f.e.m. din fiecare bobină.

Asemenea înfăşurări se numesc *înfăşurări concentrate* (fig. 3-4).

De regulă, pentru a se obţine o f.e.m. mai mare, se aşază pe fiecare pereche de poli mai multe bobine legate în serie (de obicei 2, 3 sau cel mult 4, aşezate în 2, 3 sau 4 crestături pe pol şi fază), formînd astfel *grupe de bobine*. Asemenea înfăşurări se numesc *înfăşurări repartizate*. În fig. 3-5 se arată modul cum pot fi aşezate şi legate între ele bobinele unei grupe de bobine, corespunzătoare unei perechi de poli. În fig. 3-5 *a* secţiunile grupelor de bobine sînt repartizate de-a lungul întrefierului, iar în fig. 3-5 *b*, ele sînt aşezate concentric. Din punctul de vedere al valorii f.e.m. rezultante induse, cele două categorii de grupe de bobine sînt echivalente.

Pe periferia statorului bobinele primei categorii sînt decalate, una faţă de alta, în cîmp, cu un anumit număr de grade şi f.e.m. induse în ele nu

mai sînt în fază. În cazul mașinilor multipolare, defazajul dintre f.e.m. induse în două bobine consecutive se măsoară în *grade electrice*.

La mașina bipolară, o perioadă a f.e.m. corespunde unei rotații complete a rotorului. La mașina multipolară, unei rotații a rotorului îi corespund p perioade ale f.e.m. induse. Prin urmare, la mașina multipolară la o rotație de 360^0 a rotorului corespunde o rotație de $p.\ 360^0$ a vectorului f.e.m. induse într-o fază a statorului. Un unghi de un grad în spațiu (pe mașină) se numește *grad în spațiu* sau *geometric;* un unghi de un grad pe diagrama vectorială se numește *grad electric*. Rezultă că:

1 grad în spațiu $= p$ grade electrice.

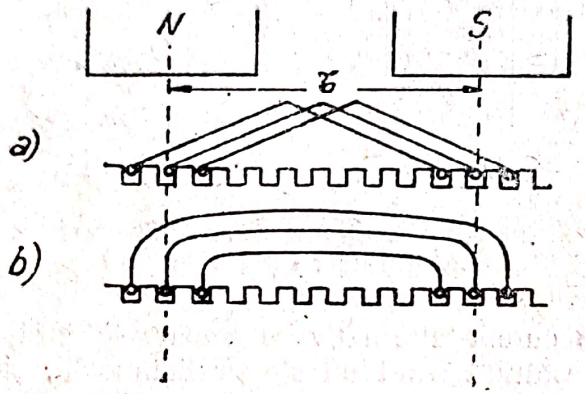


Fig. 3-5. Grupele de bobine ale unei înfășurări repartizate de c. a.: *a)* cu secțiuni repartizate; *b)* cu secțiuni concentrice

Unui dublu pas polar (2τ) îi corespund 360^0 electrice.

Prin urmare, unghiurile electrice și cele în spațiu sînt egale numai în cazul mașinii bipolare. La mașinile multipolare, unui unghi în spațiu dat îi corespunde pe diagrama vectorială, un unghi electric de p ori mai mare.

În studiul înfășurărilor de curent alternativ întîlnim următorii parametri: Z numărul crestăturilor; m numărul fazelor; p numărul perechilor de poli; Q numărul crestăturilor pe pol $\left(Q = \frac{Z}{2p}\right)$; q numărul crestăturilor pe pol și fază; α unghiul dintre crestături ($\alpha = \frac{2\pi p}{Z}$ radiani electrici sau $\alpha = \frac{360^0 p}{Z}$ grade electrice); y pasul înfășurării, care indică lățimea bobinei sau a secțiunii, adică distanța dintre mănunchiurile acesteia.

a) Înfășurări monofazate

În fig. 3-6 este reprezentată schema unei înfășurări monofazate cu pas diametral, într-un singur strat, cu următoarele date: $m = 1$; $2p = 4$; $Q = 6$; $q = 4$ și $y = \tau$. Toate bobinele au aceeași lățime. Neajunsul acestei scheme constă în faptul că conexiunile frontale (capetele de bobină) aflîndu-se în același plan se încrucișează. Pentru a se evita încrucișarea, ele trebuiesc îndoite în 4 planuri diferite, ceea ce îngreunează execuția.

Încrucișările pot fi evitate dacă se execută înfășurarea cu bobine concentrice, așa cum este arătat în fig. 3-7. În această schemă, pasul $y = \tau$

se păstrează ca pas mediu al grupei de bobine, bobinele componente avînd pasuri diferite. Faţă de schema precedentă, se modifică doar ordinea cone-

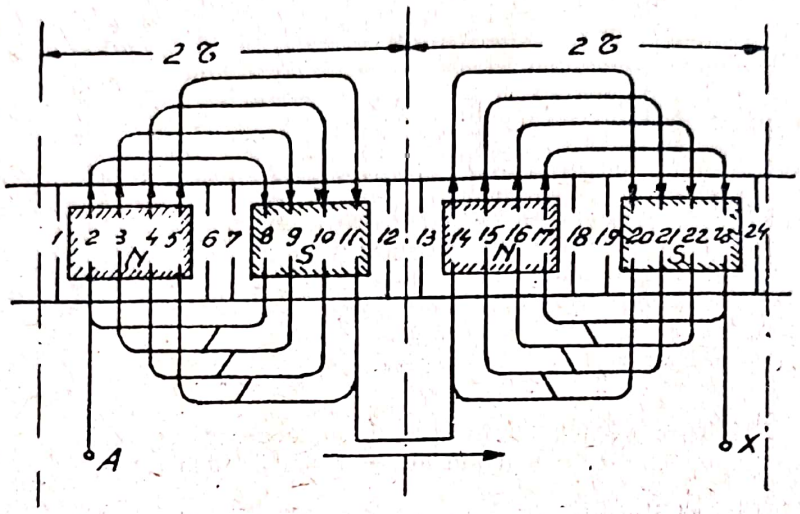


Fig. 3-6. Schema unei înfăşurări monofazate cu capetele de bobină încrucişate

xiunilor dintre mănunchiurile bobinelor, f.e.m. totală indusă în grupa de bobine rămînînd aceeaşi. Înfăşurarea este mai comodă, însă necesită un consum mare de cupru.

Consumul de cupru al schemei precedente poate fi micşorat dacă se ia în considerare că în crestătura 23 se induce aceeaşi f.e.m. ca şi în cres-

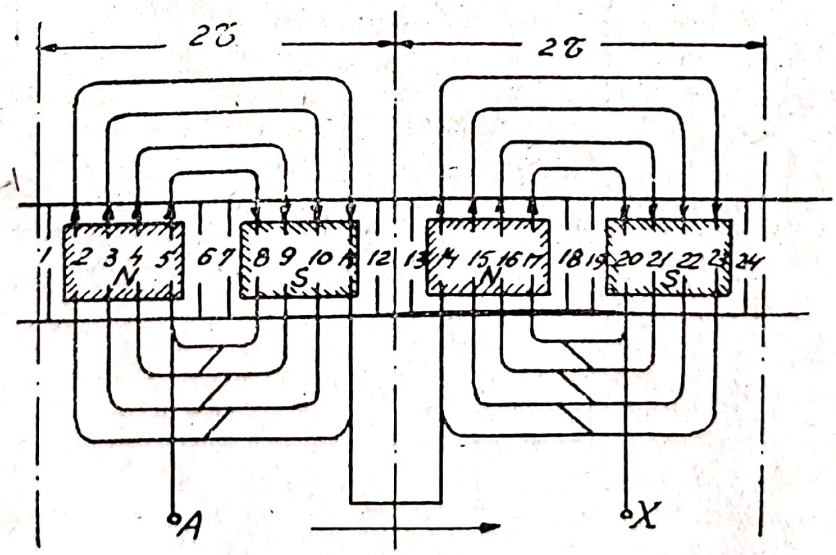


Fig. 3-7. Schema aceleiaşi înfăşurări, în care însă s-a înlăturat încrucişările capetelor de bobină

tătura 11, iar în crestătura 22, aceeaşi f.e.m. ca şi în crestătura 10 etc. Prin urmare, se poate obţine aceeaşi f.e.m. executînd schema din fig. 3-8, care are capetele de bobină cu mult mai scurte. Lăţimea bobinelor este mai

mică decît pasul polar τ pentru ambele bobine parțiale, totuși bobinajul este cu pas diametral.

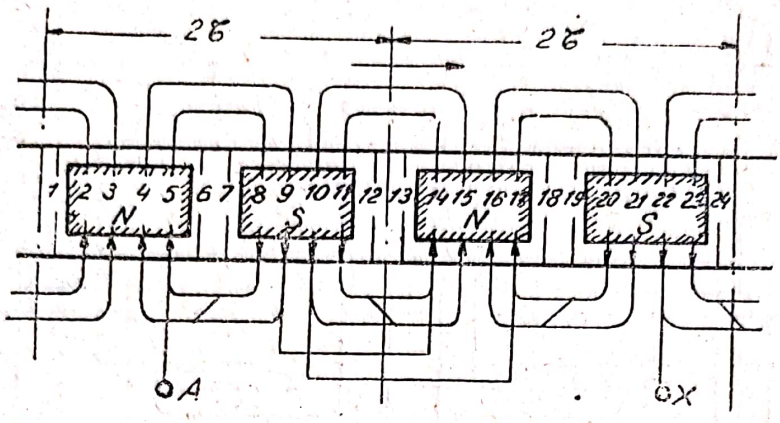


Fig. 3-8. Schema înfășurării precedente realizată cu un consum de cupru mai redus

Pentru înfășurările monofazate se folosesc statoare de mașini trifazate, utilizîndu-se pentru așezarea mănunchiurilor înfășurării numai 2/3 din numărul de crestături, restul de 1/3 rămînînd libere.

a) Înfășurări trifazate

O înfășurare trifazată este compusă din trei înfășurări monofazate, complet independente, deplasate una față de cealaltă cu o treime din dublul pas polar (2 τ/3) sau 120° electrice, fiecare înfășurare monofazată constituind o fază a înfășurării trifazate.

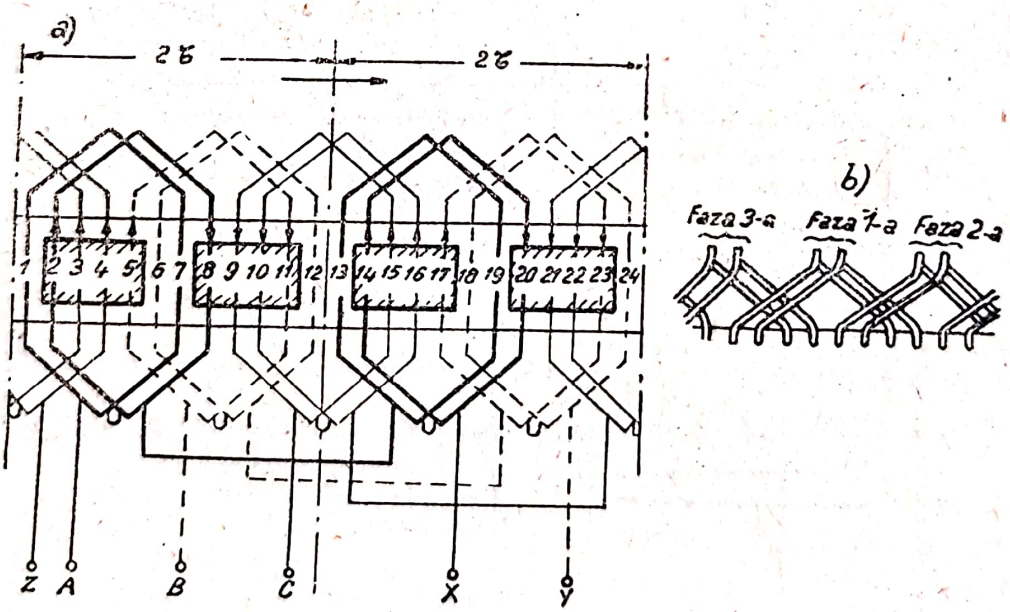


Fig. 3-9. Înfășurare de curent alternativ trifazat în manta: *a)* schema înfășurării; *b)* tratarea capetelor de bobină

F.e.m. induse în fiecare fază urmînd să fie egale și decalate electric cu 120°, este necesar ca fiecare fază să fie compusă din același număr de spire și fiecărui mănunchi al unei faze să-i corespundă un mănunchi al fazei următoare decalat cu 120° electrice.

În fig. 3-9 este reprezentată schema unei înfăşurări trifazate într-un singur strat, cu următoarele date: $m=3$; $2p=4$; $q=2$ şi $y=\tau$. Rezultă: $Z=2pmq=4.3.2=24$.

Unghiul dintre două crestături vecine este

$$\alpha=\frac{360^0\cdot p}{Z}=\frac{360^0\cdot 2}{24}=30^0 \text{ electrice}.$$

Cu acelaşi unghi α vor fi decalate între ele şi f.e.m. induse în două secţiuni consecutive ale aceleeaşi faze.

Pasul înfăşurării este

$$y=\tau=\frac{Z}{2p}=\frac{24}{4}=6.$$

Trasarea schemei de înfăşurare se face precum urmează:

Începem faza *A* a înfăşurării cu mănunchiul *1* din crestătura *1*, ocupînd pentru această fază şi mănunchiul *2* din crestătura alăturată *2* ($q=2$). Determinăm primele două bobine (primul grup polar al fazei), adăugînd la mănunchiurile lor de început pasul *y* al înfăşurării. Se obţine $1+6=7$ şi $2+6=8$. Bobinele $1\rightarrow 7$ şi $2\rightarrow 8$ se leagă în serie, formîndu-se astfel primul grup de bobine al fazei *A*, corespunzător unei perechi de poli. Începuturile următoarelor două bobine ale acestei faze, corespunzătoare perechii următoare de poli, se obţin adăugînd mănunchiurilor de sfîrşit ale primelor două bobine pasul τ. Obţinem $7+6=13$ şi $8+6=14$. Dacă la mănunchiurile *13* şi *14* adăugăm pasul *y* obţinem bobinele $13\rightarrow 19$ şi $14\rightarrow 20$, grupul de bobine următor, pe care îl legăm în serie cu grupul $1\rightarrow 7$ şi $2\rightarrow 8$. Mănunchiul *20*, aflat în crestătura 20, constituie sfîrşitul *X* al fazei *A*.

În notaţiile de mai sus, cifra dinaintea săgeţii indică începutul secţiunii, cea după săgeată, sfîrşitul ei.

Începutul fazei *B* îl găsim socotind în sensul orar, de la începutul fazei *A*, 120^0 electrice. Ţinînd seama că $\alpha=30^0$ electrice, rezultă că începutul fazei *B* corespunde mănunchiului $5=1+4$. Mănunchiurile *5* şi *6* sînt începuturile primelor bobine ale fazei *B*, iar mănunchiurile *11* şi *12*, sfîrşiturile. Deci primul grup de bobine al acestei faze este format din bobinele $5\rightarrow 11$ şi $6\rightarrow 12$. La fel ca pentru faza *A*, se obţine grupul următor de bobine al fazei *B*: $17\rightarrow 23$ şi $18\rightarrow 24$. Mănunchiul *24* constituie sfîrşitul *Y* al fazei *B*.

Începutul fazei *C* îl găsim la 120^0 electrice de la începutul fazei *B*. Primul grup de bobine va fi $9\rightarrow 15$ şi $10\rightarrow 16$, iar al doilea, $21\rightarrow 27$ şi $22\rightarrow 28$. Deoarece în înfăşurare nu există mănunchiurile *27* şi *28*, din aceste numere se scade $Z=24$ şi se obţine *3* şi *4*. Ultimele două bobine ale înfăşurării *C* sînt deci $21\rightarrow 3$ şi $22\rightarrow 4$. Sfîrşitul *Z* al fazei *C* îl constituie mănunchiul *4*.

Se obţine, în felul acesta, o înfăşurare cu bobine egale. Pentru a nu se intersecta, capetele de bobină sînt dispuse aşa cum se arată în fig. 3-9 *b*. Sistemul acesta de a trata încrucişările capetelor de bobine este foarte utilizat în curent continuu, unde bobinajul respectiv poartă denumirea de *bobinaj în manta*.

Un alt mod de a rezolva problema încrucişării capetelor de bobine ale unei înfăşurări trifazate este reprezentat în fig. 3-10, unde avem o înfăşurare

cu aceleași date ca și în exemplul precedent. În acest caz înfășurarea se execută precum urmează:

$$A - (1 \to 8) - (2 \to 7) - (13 \to 20) - (14 \to 19) - X\ ,$$
$$B - (5 \to 12) - (6 \to 11) - (17 \to 24) - (18 \to 23) - Y\ ,$$
$$C - (9 \to 16) - (10 \to 15) - (21 \to 4) - (22 \to 3) - Z\ .$$

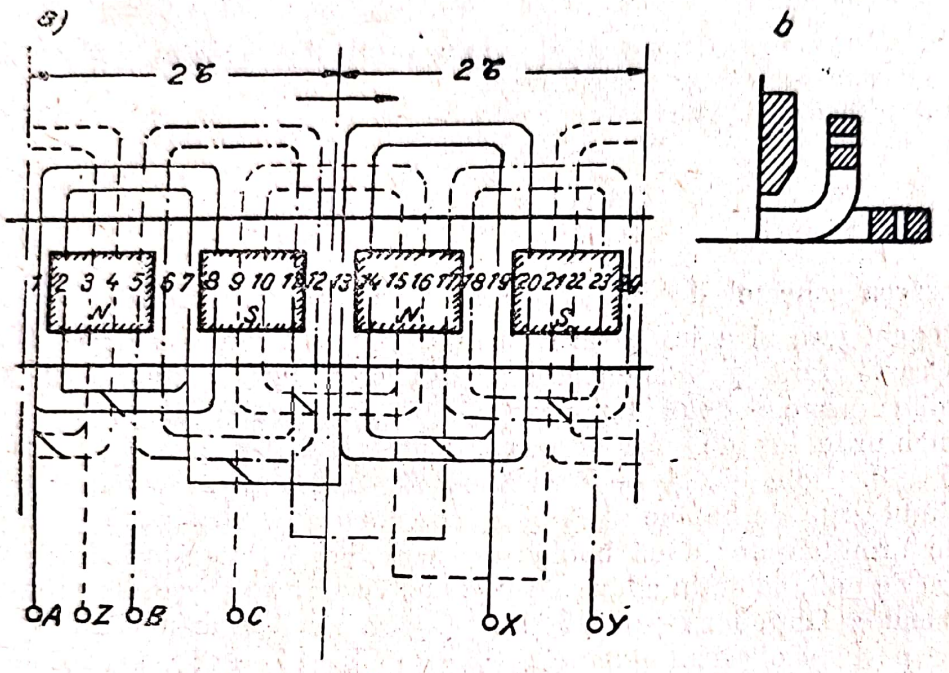


Fig. 3-10. Schema unei înfășurări (*a*) cu capetele grupurilor de bobine (*b*) indoite în planuri diferite pentru evitarea încrucișărilor

Capetele grupurilor de bobine ale celor trei faze sînt îndoite în planuri diferite (fig. 3-10 *b*), evitîndu-se astfel încrucișările. Față de soluția precedentă, înfășurarea prezintă dezavantajul unor bobine inegale, ceea ce îngreunează întrucîtva procesul tehnologic.

Înfășurările studiate sînt cu pas diametral și într-un singur strat.

În fig. 3-11 este reprezentată schema unei înfășurări trifazate în două straturi cu pas scurtat, avînd următoarele date: $m = 3$; $2p = 4$; $q = 2$. Rezultă $Z = 2pmq = 24$. Deoarece $\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$ este număr întreg, am fi putut executa înfășurarea cu pas diametral, luînd $p = \tau = 6$. Înfășurarea urmînd să aibă pas scurtat, convenim să luăm pasul

$$y = \frac{5}{6}\ \tau = \frac{5}{6} \cdot 6 = 5.$$

Se începe faza A cu mănunchiul de ducere aflat în stratul superior al crestăturii *1* și utilizăm, pentru aceeași fază, și mănunchiul de ducere din crestătura *2* ($q = 2$). Adăugînd acestor mănunchiuri pasul $y = 5$ se obține sfîrșitul primelor două bobine $1 + 5 = 6$ și $2 + 5 = 7$. Aceste sfîrșituri sînt mănunchiuri de întoarcere și sînt așezate în partea inferioară a crestăturilor

6, respectiv *7*. Ele sînt reprezentate în schemă prin linii întrerupte. Prin urmare, primele două bobine ale fazei *A* sînt $1 \rightarrow 6$ şi $2 \rightarrow 7$. Începuturile următoarelor două bobine ale acestei faze se obţin adăugînd la începuturile primelor două bobine pasul polar τ; rezultă $1+6=7$ şi $2+6=8$. Ambele începuturi fiind mănunchiuri de ducere, sînt situate în stratul superior al crestăturilor respective *7* şi *8*. Bobinele se termină în stratul inferior al crestăturilor $7+5=12$ şi $8+5=13$. Obţinem astfel bobinele $7 \rightarrow 12$ şi $8 \rightarrow 13$. Procedînd la fel, vom obţine celelalte grupe de bobine ale fazei *A* şi anume $13 \rightarrow 18$ cu $14 \rightarrow 19$ şi $19 \rightarrow 24$ cu $20 \rightarrow 1$.

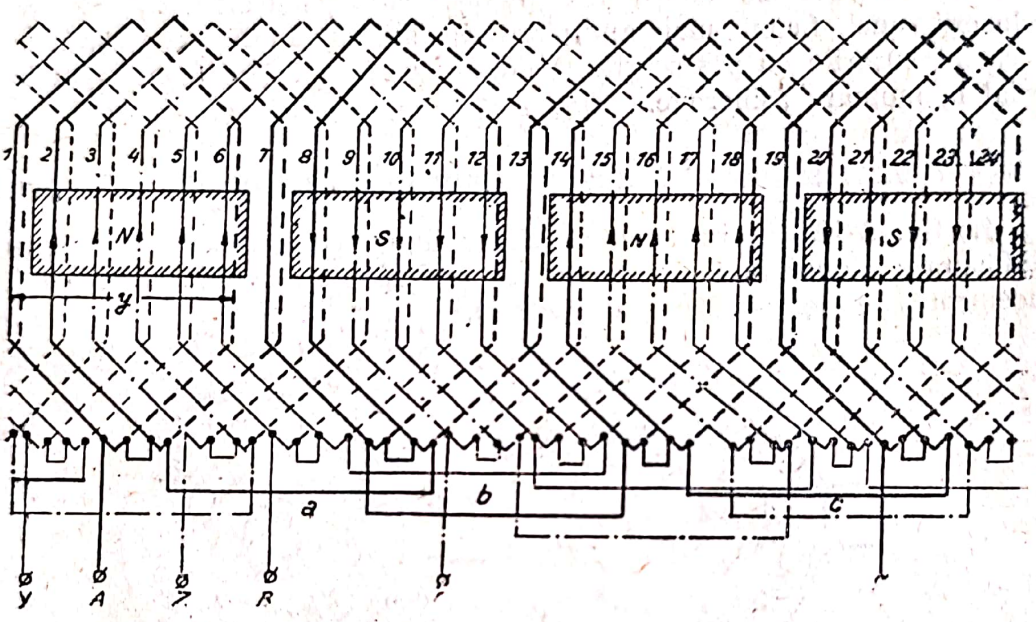


Fig. 3-11. Schema unei înfăşurări trifazate, în dublu strat, cu pas scurtat

În interiorul unei grupe de bobine legăm sfîrşitul unei bobine cu începutul bobinei următoare.

Pentru a ne putea da seama de modul cum se leagă între ele grupele de bobine ale unei faze, trebuie să observăm că în cazul înfăşurărilor într-un singur strat sensul f.e.m. induse în mănunchiurile de început ale grupelor este acelaşi (de pildă în mănunchiurile *1* şi *2*, respectiv *13* şi *14* din fig. 3-10), deoarece mănunchiurile respective fiind decalate între ele cu 2τ adică cu 360^0 electrice, se găsesc sub poli de acelaşi nume. La înfăşurările în dublu strat, mănunchiurile cu care începe prima şi a doua grupă de bobine (mănunchiurile *1-2* şi *7-8* din fig. 3-11) sînt decalate între ele cu τ adică cu 180^0 electrice. Ele se găsesc deci sub poli de nume contrar şi sensul f.e.m. induse va fi invers. Mănunchiurile cu care începe grupa a treia de bobine (mănunchiurile *13* şi *14)* sînt decalate cu 180^0 electrice faţă de mănunchiurile cu care începe grupa a doua şi f.e.m. induse în ele vor avea semnuri contrare faţă de f.e.m. induse în acestea din urmă ş.a.m.d. Prin urmare, la legarea între ele a grupelor de bobine vom proceda în modul următor:

Vom lega sfîrşitul primei grupe cu sfîrşitul celei de a doua (legătura *a* din fig. 3-11), începutul celei de a doua grupe cu începutul celei de a treia (legătura *b*) şi sfîrşitul celei de a treia grupe cu sfîrşitul grupei a patra

(legătura *c*). Începutul semigrupei a patra, din crestătura *19*, îl scoatem la borna *X* și constituie sfîrșitul fazei *A*.

Începutul fazei *B* îl găsim la 120° electrice de la începutul fazei *A*. Deoarece $\alpha = 30^0$ electrice, obținem mănunchiul *5*, aflat în partea superioară a crestăturii *5*. Faza *B* începe cu mănunchiurile *5* și *6* și conține bobinele $5 \rightarrow 10$ cu $6 \rightarrow 11$ și $11 \rightarrow 16$ cu $12 \rightarrow 17$ etc.

La fel se obține ca început al fazei *C* mănunchiul de ducere *9*, așezat la 120° electrice față de începutul fazei *B* etc. Legăturile între grupele fazelor *B* și *C* se fac la fel cum am arătat pentru faza *A*.

Înfășurările în dublu strat avînd capetele de bobină mai scurte, necesită un consum de cupru mai redus. Pasul scurtat prezintă avantajul producerii unei f.e.m. mai apropiate de sinusoidă. Aceste două avantaje fac ca înfășurările cu pas scurtat, în două straturi, să fie foarte răspîndite, în special la motoare asincrone.

3-3. F.e.m. indusă în mașina sincronă. Factor de înfășurare

În fig. 3-12 am reprezentat schematic o mașină sincronă prevăzută cu o înfășurare monofazată de forma cea mai simplă, avînd $q = 1$ (înfășurare concentrată) și $y = \tau$ (pas diametral).

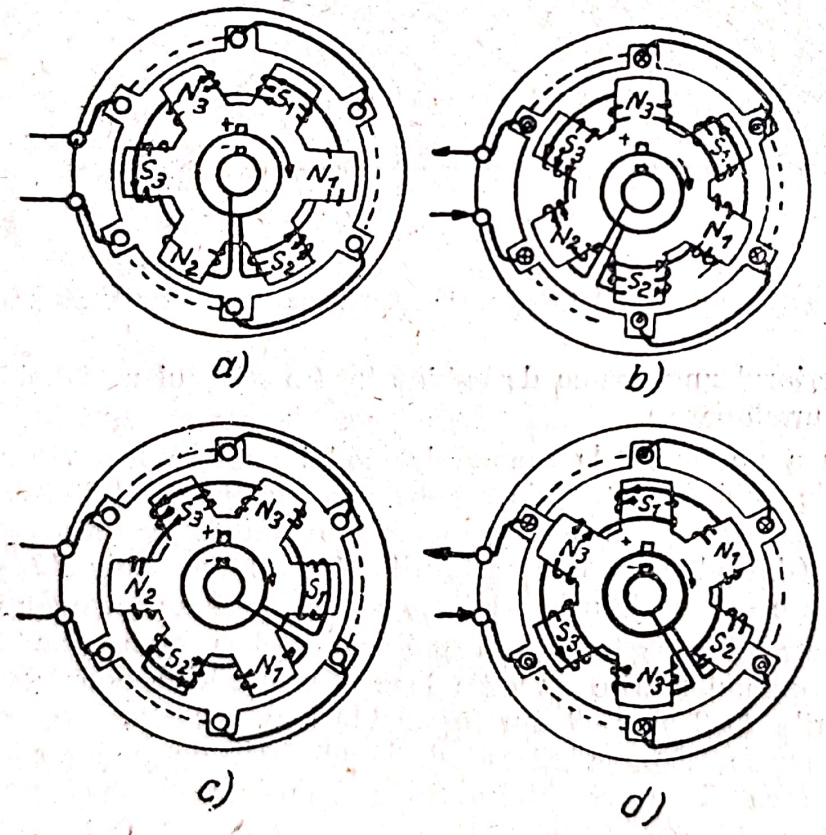


Fig. 3-12. Diverse poziții ale rotorului - inductor al mașinii sincrone față de statorul - indus în producerea f.e.m.

Să presupunem că rotorul (inductorul) se învîrtește cu o viteză de *n* rot/min, căreia îi corespunde o viteză unghiulară

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} \text{ rad/s} \cdot \qquad (3\text{-}2)$$

Prin fața fiecărei bobine a înfășurării induse se perindă, unul după altul, polii de nume contrar ai inductorului. Fluxul prin bobine variază de la o valoare maximă pozitivă, cînd axa unui pol nord coincide cu axa bobinei, pînă la zero, cînd una din axele neutre ale inductorului coincide cu axa bobinei, și trece prin valoarea maximă negativă cînd axa polului sud următor coincide cu axa bobinei, pentru a se anula din nou cînd axa neutră următoare trece prin axa bobinei.

Dacă notăm cu φ fluxul la un moment dat prin bobină, f.e.m. indusă în înfășurare este dată, conform legii inducției, de relația

$$e = -w\frac{d\varphi}{dt},$$

în care w este numărul de spire ale înfășurării.

Fluxul φ prin spirele înfășurării este o funcție periodică alternativă. În oricare spiră el trece prin valoarea sa maximă ori de cîte ori axa unui pol nord coincide cu axa spirei (sau a bobinei din care face parte spira); urmează că la o rotație a inductorului, fluxul prin spiră va avea p maxime pozitive, iar într-o secundă $p \cdot \frac{n}{60}$ maxime pozitive. Frecvența funcțiunii periodice φ este deci

$$f = \frac{pn}{60}, \tag{3-3}$$

iar pulsația

$$\omega = 2\pi f = 2\pi\frac{pn}{60} \tag{3-3 a}$$

sau, ținînd seama de relația (3-2),

$$\omega = p\,\Omega.$$

F.e.m. care ia naștere în înfășurarea indusului este deci o mărime alternativă, de pulsație $\omega = p\,\Omega$ și de frecvență $f = \frac{pn}{60}$ ca și fluxul inductor.

În ipoteza că variația cîmpului inductor în întrefierul mașinii este sinusoidală, expresia fluxului φ prin spiră este dată de relația

$$\varphi = \Phi \sin \omega t \tag{3-4}$$

și f.e.m. indusă în înfășurarea statorului este

$$e = -w\,\Phi\,\omega \cos \omega t$$

sau

$$e = w\,\Phi\,\omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \tag{3-5}$$

Comparînd formulele (3-4) și (3-5), se constată că f.e.m. este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxului care o produce, așa cum era de așteptat.

În fig. 3-12 sînt reprezentate 4 poziții ale coroanei de poli inductori față de înfășurarea indusului, decalate între ele în spațiu cu jumătate de

pas polar, iar în timp cu un sfert de perioadă. F.e.m. indusă este zero cînd axele polilor inductori coincid cu axele bobinelor (poziția *a* și *c)*, adică atunci cînd fluxul prin bobine este maxim, și atinge valoarea maximă pozitivă și negativă cînd axele polilor trec prin dreptul mănunchiurilor (poziția *b* și *d)*, adică atunci cînd fluxul prin bobine este nul.

Amplitudinea f.e.m. este

$$E_m = w\,\Phi\,\omega = w\,\Phi\,2\pi f\ ,$$

iar valoarea ei eficace

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w f \Phi = 4{,}44\, w f \Phi \cdot \qquad (3\text{-}6)$$

În cazul general al înfășurărilor repartizate, în care $q > 1$, și acela al înfășurărilor cu pas scurtat, în care $y < \tau$, f.e.m. indusă este ceva mai mică decît valoarea dată de expresia (3-6). Vom arăta, pe rînd, influența lui q și a pasului scurtat ($y < \tau$) asupra f.e.m. induse.

a) Factorul de zonă

Am arătat că la înfășurările repartizate, grupul de bobine corespunzător unei perechi de poli se compune din două sau mai multe bobine ale aceleași faze, legate în serie. Aceste bobine sînt decalate în spațiu, una față de alta, cu unghiul α dintre crestături. Rezultă că f.e.m. induse în bobinele unui grup polar sînt decalate între ele cu unghiul α și f.e.m. totală, indusă în grupa de bobine, este egală cu rezultanta f.e.m. induse în bobinele componente.

În cazul unei înfășurări cu q crestături pe pol și fază, unghiul α este de $\frac{\pi}{m\,p\,q} = \frac{\pi}{p\,Q}$ grade spațiale sau de $\frac{\pi}{Q}$ grade electrice.

În fig. 3-13 este reprezentată grupa de bobine a unei înfășurări cu trei crestături pe pol și fază ($q = 3$). Notînd cu E_{b1}, E_{b2} și E_{b3} f.e.m.

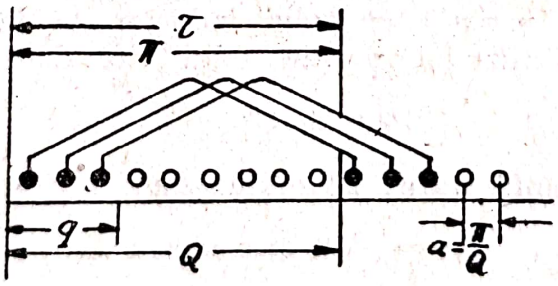


Fig. 3-13. Bobinele unei faze a înfășurării formînd grupul de bobine corespunzător unei perechi de poli

induse în fiecare din cele trei secțiuni ale grupului polar, f.e.m. totală indusă în grup este

$$\overline{E}_{bp} = \overline{E}_{b1} + \overline{E}_{b2} + \overline{E}_{b3}.$$

Dacă reprezentăm f.e.m. induse în bobine prin vectorii $\overline{AB}$, $\overline{BC}$ și $\overline{CD}$

(fig. 3-14), egali între ei și decalați unul față de altul cu unghiul electric α, vectorul rezultant $\overline{AD}$ ne dă, în mărime, direcție și sens, rezultanta $\overline{E}_{bp}$.

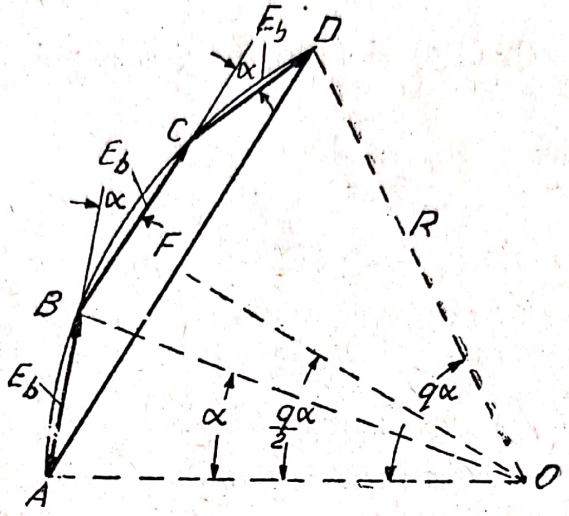


Fig. 3-14. Diagrama compunerii f.e.m. rezultante induse în grupa de bobine a unei faze

Raportul dintre f.e.m. rezultantă E_{bp} și suma aritmetică a f.e.m. induse în bobinele grupului polar se numește *factor de zonă* și se notează cu k_q. Deci

$$k_q = \frac{E_{bp}}{E_{b1} + E_{b2} + E_{b3}} = \frac{AD}{AB + BC + CD} . \qquad (3\text{-}7)$$

Pentru a determina valoarea lui k_q, descriem în jurul poligonului vectorilor $\overline{AB}$, $\overline{BC}$ și $\overline{CD}$ circumferința cu raza R și cu centrul în punctul O și lăsăm din O perpendiculara OF pe vectorul $\overline{AD} = \overline{E}_{bp}$. Se obține triunghiul AOF. Unghiul AOD fiind egal cu $q\alpha$, în care q este numărul de laturi al poligonului, rezultă că unghiul AOF este egal cu $\frac{q\alpha}{2}$.

Din triunghiul dreptunghi AFO deducem

$$AF = OA \sin \frac{q\alpha}{2} ,$$

deci

$$\frac{E_{bp}}{2} = R \sin \frac{q\alpha}{2} ;$$

de unde

$$E_{bp} = 2R \sin \frac{q\alpha}{2} . \qquad (3\text{-}8)$$

Din triunghiul AOB rezultă, ținînd seama că $E_{b1} = E_{b2} = E_{b3} = E_b$,

$$\frac{E_b}{2} = R \sin \frac{\alpha}{2}$$

sau

$$E_b = 2R \sin \frac{\alpha}{2} \cdot \tag{3-9}$$

Din relațiile (3-7), (3-8) și (3-9), se obține, pentru factorul de zonă, expresia

$$k_q = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} \cdot \tag{3-10}$$

Rezultă din această relație că pentru $q > 1$, $k_q < 1$, deci factorul de zonă reduce valoarea f.e.m. induse. În schimb, se demonstrează că cu cît factorul de zonă este mai redus, adică cu cît q este mai mare, cu atît forma f.e.m. induse pe fază este mai apropiată de sinusoidă.

b) Factorul de pas scurtat

În cazul pasului scurtat ($y < \tau$), cele două mănunchiuri active ale fiecărei secțiuni nu se mai găsesc în aceeași poziție a cîmpului, sub polii de nume contrar, ca în cazul pasului diametral. Prin urmare, f.e.m. induse în mănunchiurile bobinei, deși egale între ele, nu mai sînt în fază, ci sînt decalate cu un unghi ε, dat, în funcție de scurtarea pasului, de expresia

$$\varepsilon = \pi - \pi \frac{y}{\tau} \cdot \tag{3-11}$$

De obicei, scurtarea pasului y se ia egală cu $\frac{\tau}{6}$, adică $y = 0{,}83\,\tau$.

În fig. 3-15 se arată compunerea f.e.m. induse în cele două mănunchiuri ale unei bobine a înfășurării cu pas scurtat. Vectorul $\overline{OA}$ reprezintă f.e.m. indusă în mănunchiul de ducere al bobinei, iar $\overline{AB}$, f.e.m. indusă în mănunchiul de întoarcere, decalată față de prima cu unghiul ε corespunzător

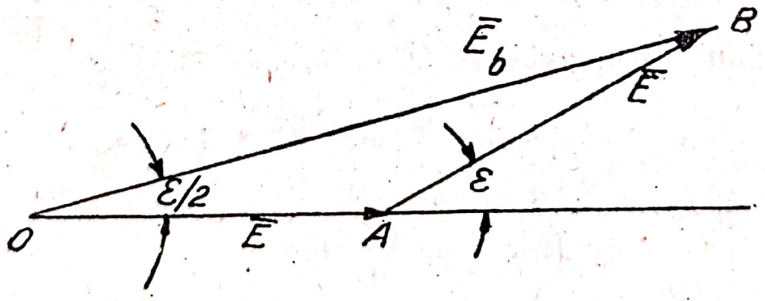


Fig. 3-15. Diagrama f.e.m. rezultante induse în bobinele înfășurărilor cu pas scurtat ($y < \tau$).

scurtării pasului înfășurării. F.e.m. rezultantă este dată în mărime, direcție și sens de vectorul $\overline{OB}$. Valoarea ei eficace E_b este

$$E_b = OB = 2\,OA \cos \frac{\varepsilon}{2} = 2E \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau} \right) =$$

$$= 2E \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau} \right) = 2E k_y. \tag{3-12}$$

Expresia

$$k_y = \cos\frac{\varepsilon}{2} = \sin\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{y}{\tau}\right), \qquad (3\text{-}13)$$

poartă denumirea de *factor de pas scurtat* al înfășurării.

Factorul de pas scurtat fiind totdeauna mai mic decît unu, rezultă că prin scurtarea pasului înfășurării se reduce valoarea f.e.m. induse. În schimb, se demonstrează că printr-o justă alegere a pasului scurtat se poate elimina din f.e.m. indusă pe fază anumite armonice superioare, deci se poate apropia, și pe această cale, forma acesteia de sinusoidă.

c) Factorul de înfășurare

Produsul dintre factorul de zonă și factorul de pas scurtat poartă numele de factor de înfășurare și se notează cu k. Prin urmare, conform definiției,

$$k = k_q \cdot k_y$$

și expresia (3-6) a f.e.m. induse într-o fază a înfășurării de curent alternativ, cu pas scurtat și cu $q > 1$, devine

$$E = 4{,}44\, k f w \Phi \cdot \qquad (3\text{-}14)$$

Din relația (3-3), rezultă viteza mașinii în funcție de frecvență

$$n = \frac{60f}{p} \cdot$$

Deoarece frecvența mașinii sincrone trebuie menținută constantă, rezultă că viteza sa n rămîne tot timpul constantă. Așa cum am arătat în par. 3-1, această viteză poartă numele de *viteză de sincronism*.

Exemplul 3-1. Un alternator trifazat dispune de înfășurarea cu pas scurtat din fig. 3-11, în care $2p = 4$; $q = 2$; $Z = 2pmq = 24$; $\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$; $y = \frac{5}{6}\tau = 5$. Se cere să se determine: a) f.e.m. de mers în gol a mașinii la frecvența de 50 Hz, cunoscînd că fiecare bobină are 30 spire și fluxul inductor în întrefier la mersul în gol este $\Phi_o = 2{,}32 \cdot 10^{-2}$ Wb; b) viteza de sincronism a mașinii.

Soluția: a) Se aplică relația (3-14) în care $k = k_q \cdot k_y$.

Unghiul α în grade electrice, dintre două crestături vecine, este

$$\alpha = \frac{360 \cdot p}{Z} = \frac{360 \cdot 2}{24} = 30°.$$

Factorul de zonă, conform relației (3-10), este

$$k_q = \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}} = \frac{\sin\frac{2\cdot 30}{2}}{2\sin\frac{30}{2}} = \frac{\sin 30°}{2\sin 15°} = \frac{0.50}{2\cdot 0{,}259} = 0{,}966\,,$$

iar cel de pas scurtat, conform relației (3-13),

$$k_y = \sin\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{y}{\tau}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{5}{6}\right) = \sin 75^\circ = 0{,}966\ .$$

Prin urmare, factorul de înfășurare $k = k_q \cdot k_y$

$$k = 0{,}966 \cdot 0{,}966 = 0{,}933.$$

În fiecare crestătură intrînd două mănunchiuri, înfășurarea va avea $\frac{Z}{m}$ bobine pe fază, deci $w = \frac{Z}{3}\ 90 = 8 \cdot 90 = 720$ spire pe fază. F.e.m. indusă pe fază este

$$E = 4{,}44 \cdot 0{,}933 \cdot 50 \cdot 720 \cdot 2{,}32 \cdot 10^{-2} = 3\,465\ \text{V}.$$

La legarea fazelor în stea, tensiunea între bornele alternatorului este

$$E_l = \sqrt{3}\,E_f = \sqrt{3} \cdot 3\,465 = 6\,000\ \text{V}.$$

b) Viteza de sincronism, dată de relația (3-1), este

$$n = \frac{60\,f}{p} = \frac{60 \cdot 50}{2} = 1500\ \text{rot/min}.$$

3-4. Cîmpuri învîrtitoare produse de înfășurările trifazate

Am arătat, în par. 11-13 din vol. I, că un sistem de trei bobine identice, cu axele în același plan și decalate cu $2\pi/3$ radiani, alimentate cu un curent sinusoidal trifazat, dă naștere unui cîmp magnetic învîrtitor, de intensitate constantă dată de relația

$$B = \frac{3}{2} B_m\ ,$$

în care B_m este amplitudinea inducției cîmpurilor pulsatorii componente, cîmp care se rotește cu o viteză unghiulară egală cu pulsația ω a curentului trifazat.

În mișcarea sa, cîmpul învîrtitor ocupă poziția cîmpului pulsatoriu al fiecărei bobine în momentul cînd acesta din urmă trece prin valoarea sa maximă.

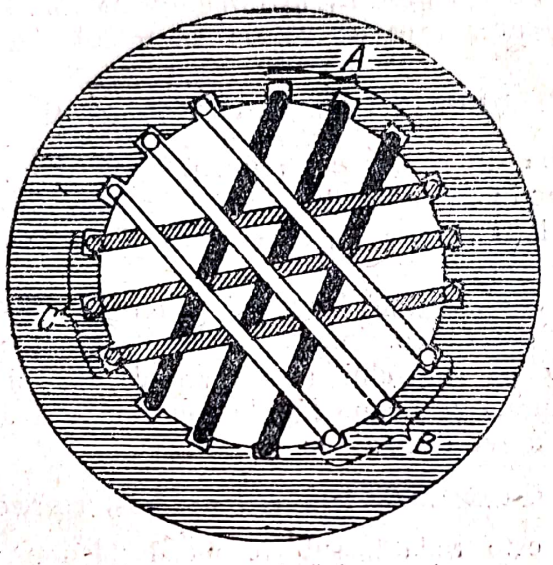
Dacă plasăm cele trei bobine în crestăturile unui stator de mașină sincronă sau asincronă (fig. 3-16), obținem o înfășurare bipolară. Prin urmare, o înfășurare bipolară, parcursă de un curent trifazat de frecvență f, dă naștere unui cîmp învîrtitor a cărui viteză în rotații pe minut este

$$n = 60\,\frac{\omega}{2\pi} = 60\,f = 60\,\frac{1}{T}\ ,$$

de unde

$$\frac{n}{60} \cdot T = 1 \ .$$

Din ultima relație rezultă că la o înfășurare bipolară, în cursul unei perioade T cîmpul învîrtitor execută o rotație completă, adică parcurge intervalul corespunzător unui dublu pas polar ($2\tau = 2\pi$ radiani). Dacă înfășurarea dispune de $2p$ poli, intervalul unui dublu pas polar 2τ corespunde la $1/p$ dintr-o circumferință sau la $2\pi/p$ radiani. Prin urmare, în timpul



Înfășurarea unui stator pentru $m = 3$, $2p = 2$ și $q = 3$

T al unei perioade unghiul descris de cîmpul învîrtitor este de p ori mai mic, deci viteza lui unghiulară de rotație Ω este de p ori mai mică $\left(\Omega = \frac{\omega}{p}\right)$ decît la mașinile bipolare.

De aci scoatem următoarea regulă:

O înfășurare statorică trifazată, cu $2p$ poli, parcursă de un curent alternativ trifazat de pulsație $\omega = 2\pi f$, dă naștere unui cîmp învîrtitor cu $2p$ poli, avînd o intensitate constantă, egală cu $3 B_m/2$. Viteza unghiulară a cîmpului învîrtitor este $\Omega = \frac{\omega}{p}$ și are ca sens sensul de succesiune al fazelor înfășurării.

Un cîmp învîrtitor cu $2p$ poli este echivalent cu o roată polară fictivă de $2p$ poli, care se învîrtește cu viteza unghiulară $\frac{\omega}{p}$.

În rotații pe minut, viteza cîmpului învîrtitor este dată de relația

$$n = \frac{60 f}{p}. \qquad (3\text{-}15)$$

Prin urmare, ea este egală cu viteza de sincronism, definită în paragraful precedent.

În cazul frecvenței industriale $f = 50$ Hz, vitezele de rotație ale cîmpurilor învîrtitoare multipolare sînt date în tabela 3-1.

Tabela 3-1

Vitezele de rotație n în rot/min ale cîmpurilor învîrtitoare la frecvența $f = 50$ Hz, în funcție de numărul de poli ai înfășurărilor

$2p$	2	4	6	8	10	12	14	16	24	48
n	3 000	1 500	1 000	750	600	500	428	375	250	125

Cîmpurile învîrtitoare produc, în circuitele magnetice ale mașinilor electrice, fluxuri învîrtitoare, care se rotesc cu viteza dată de relația (3-15).

3-15. Reacția indusului mașinii sincrone

Ca și la mașina de curent continuu, prin reacția indusului mașinii sincrone se înțelege acțiunea cîmpului magnetic propriu al indusului, produs de curentul de sarcină, asupra cîmpului inductor principal, produs de polii inductori.

Fenomenul reacției indusului mașinii sincrone este mai complicat decît acela al mașinii de curent continuu (par. 1-7). El depinde, pe de o parte, de tipul constructiv al rotorului (inductorului), pe de alta, de decalajul dintre curentul în indus și f.e.m. E_0 de mers în gol a mașinii. În cele ce urmează, vom nota acest decalaj cu litera ψ.

a) Generator trifazat cu poli aparenți

În fig. 3-17 este redată, sub formă desfășurată, o porțiune a unei mașini sincrone trifazate, cu poli aparenți, corespunzătoare unui dublu pas polar. Pentru simplificare, înfășurarea indusă este reprezentată printr-o singură fază *(A-X)*, redusă la o singură bobină. Presupunem ca sens de rotație al inductorului, sensul săgeții.

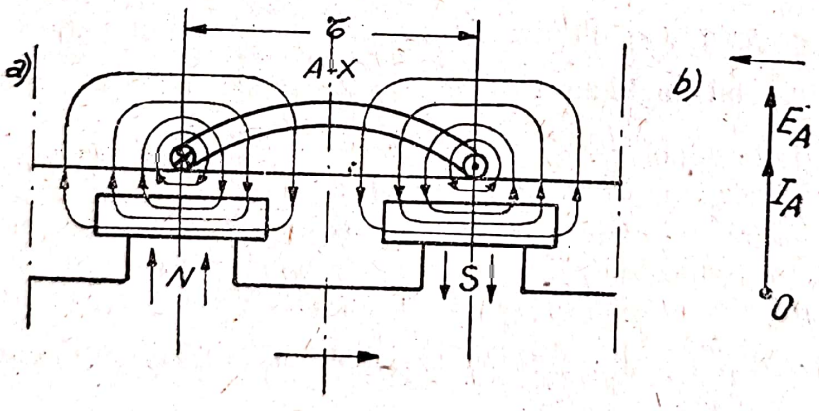


Fig. 3-17. Reacția indusului pentru $\psi = 0$ (sarcină activă)

1) *Sarcina mașinii este activă.* În acest caz, decalajul ψ dintre curentul debitat de generator și f.e.m. E_0 poate fi privit practic egal cu zero ($\psi = 0$). Curentul de sarcină fiind în fază cu f.e.m. indusă, valoarea sa maximă are loc în momentul cînd axele polilor inductori se găsesc în dreptul mănunchiurilor fazei respective a indusului. Odată cu curentul, trece prin valoarea

sa maximă și cîmpul magnetic pulsatoriu al fazei $A-X$, iar axa cîmpului învîrtitor (cîmpul rezultant al celor trei faze) coincide, în acel moment, cu axa fazei $A-X$. Sensul liniilor magnetice (același pentru ambele cîmpuri) este dat de regula burghiului (fig. 3-17).

O parte a liniilor cîmpului magnetic indus se închide în jurul conductoarelor statorului, fără să treacă în rotor. Aceste linii constituiesc *fluxul de scăpări* al indusului (un flux pulsatoriu) și se notează cu Φ_s.. Fluxul de scăpări induce în înfășurarea statorică o f.e.m. de scăpări E_s și apare oricare ar fi valoarea decalajului ψ.

Restul liniilor cîmpului magnetic aparțin cîmpului învîrtitor, care se închide prin rotor și constituie *fluxul de reacție* al indusului, pe care îl notăm cu Φ_a. Deci Φ_a este un flux învîrtitor.

După cum rezultă din fig. 3-17, în cazul sarcinii active liniile cîmpului de reacție se închid, în întregime, transversal prin piesele polare. De aceea, acest cîmp se numește cîmp transversal iar fluxul Φ_a, *flux transversal* și se notează cu Φ_t ($\Phi_a = \Phi_t$).

Cîmpul transversal slăbește cîmpul inductor principal în jumătatea de atac a polului, unde cele două cîmpuri au sensuri opuse, și îl întărește în cealaltă jumătate a polului, unde cele două cîmpuri au același sens. Dacă mașina funcționează nesaturat, cele două acțiuni ale cîmpului transversal se compensează și fluxul inductor rămîne neschimbat ca valoare, dar suferă o deformare (o răsucire).

Fluxul transversal Φ_t produce în înfășurarea indusă o f.e.m. pe care o notăm cu E_t.

2) *Sarcina mașinii este în întregime inductivă.* În acest caz, curentul debitat este decalat cu un sfert de perioadă în urma f.e.m. de mers în gol $\left(\psi = \frac{\pi}{2} \text{ în întîrziere}\right)$. Rezultă că el atinge valoarea maximă în momentul cînd f.e.m. este nulă și aceasta are loc cînd polii inductori depășesc mănunchiurile fazei respective cu jumătate de pas polar (fig. 3-18).

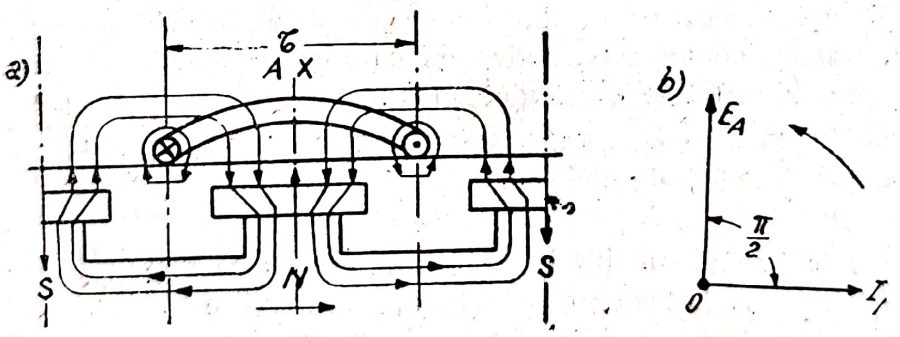


Fig. 3-18. Reacția indusului pentru $\psi = +90^0$ (sarcină inductivă)

Stabilind sensul liniilor magnetice, observăm că cîmpul de reacție al indusului se închide, în întregime, prin doi poli vecini, de-a lungul acestora. De aceea, fluxul corespunzător poartă numele de *flux longitudinal* și se notează cu Φ_l ($\Phi_a = \Phi_l$).

Din fig. 3-18 se vede că fluxul longitudinal, în cazul sarcinii pur inductive, este îndreptat în sens opus fluxului inductor rotoric și îl scade. El dă naștere, în înfășurarea indusă, unei f.e.m. pe care o notăm cu E_l.

3) *Sarcina mașinii este, în întregime capacitivă.* În cazul sarcinii capacitive, curentul debitat de generator fiind decalat cu un sfert de perioadă înaintea f.e.m. de mers în gol $\left(\psi = -\frac{\pi}{2}\right)$, el va atinge valoarea maximă în momentul cînd polii inductori se vor găsi cu o jumătate de pas polar în urma mănunchiurilor fazei respective (fig. 3-19).

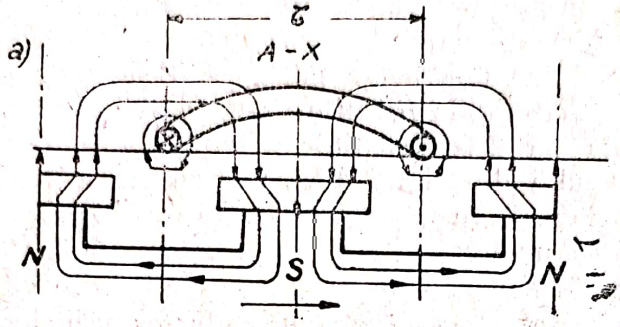


Fig. 3-19. Reacția indusului pentru $\psi = -90^0$ (sarcină capacitivă)

După cum rezultă din figură, fluxul de reacție este și în acest caz în întregime longitudinal ($\Phi_a = \Phi_l$) dar, spre deosebire de cazul precedent, el are același sens ca și fluxul polilor inductori, pe care îl întărește. Ca și în cazul precedent, fluxul Φ_l dă naștere unei f.e.m. induse, pe care o notăm cu E_l.

Prin urmare, în ce privește fluxurile indusului, în fiecare din cazurile examinate există fluxul de scăpări ale indusului Φ_s și, pe lîngă acesta, în cazul sarcinii active există numai fluxul de reacție transversal, iar în cazul sarcinilor pur reactive, numai fluxurile de reacție longitudinale. Rezultă că, în cazul general al unei sarcini oarecare, cînd decalajul $\psi \neq 0$ și $\psi \neq \pm \frac{\pi}{2}$ (sarcină mixtă), putem presupune că avem, simultan, un flux de reacție transversal, dat de componenta activă, și un flux de reacție longitudinal, dat de componenta reactivă a curentului indus.

În concluzie, în cazul general al sarcinii mixte, liniile de forță ale cîmpului magnetic al indusului creează:

— un *flux de scăpări* Φ_s proporțional cu curentul I și în fază cu el, care se închide numai în jurul conductoarelor indusului fără a trece în sistemul inductor, și induce în înfășurarea statorică o f.e.m. E_s;

— *un flux transversal* Φ_t, produs de componenta activă $I \cos \psi$ a curentului, care induce în înfășurarea statorică o forță electromotoare E_t.

— *un flux longitudinal* Φ_l, produs de componenta reactivă $I \sin \psi$ a curentului, care induce în înfășurarea statorică o forță electromotoare E_l.

Descompunerea fluxului de reacție Φ_a, al mașinii cu poli aparenți în cazul sarcinii mixte, în cele două componente Φ_t și Φ_l, este necesară pentru că la acest tip de mașină cele două fluxuri se închid pe circuite magnetice de reluctanțe diferite, mașina prezentînd în dreptul pieselor polare un întrefier cu mult mai mic decît în spațiul dintre polii inductori.

b) Generator trifazat cu poli înecaţi

În cazul generatorului cu poli înecaţi, întrefierul are aceeaşi mărime pe toată periferia rotorului, deci reluctanţa circuitelor magnetice ale maşinii este uniformă pentru oricare poziţie a rotorului. În consecinţă, atît componenta longitudinală cît şi cea transversală a fluxului de reacţie se închid pe drumuri de aceeaşi reluctanţă şi nu mai este necesar ca aceste componente să apară separat.

În acest caz, liniile de forţă ale cîmpului magnetic al indusului creează:

— *fluxul de scăpări* Φ_s, care se închide în jurul conductoarelor indusului şi dă naştere f.e.m. E_s;

— *fluxul de reacţie* Φ_a, care se închide prin rotor şi dă naştere în înfăşurarea indusului unei f.e.m. E_a.

3-6. Diagramele f.e.m.

Diagramele vectoriale ale generatorului sincron servesc la studiul funcţionării maşinii şi, în anumite condiţii, la determinarea variaţiei tensiunii la borne în funcţie de sarcină, fără a încărca maşina. Parametri care intră în construcţia diagramei se obţin prin calcul, la proiectarea maşinii, sau cu ajutorul încercării de mers în gol şi în scurtcircuit a maşinii, în cazul unei maşini executate.

În ipoteza că sarcina maşinii este simetrică, diagrama vectorială se poate construi numai pentru o singură fază.

Construcţia diagramei se poate face fie pornind de la o f.e.m. de mers în gol E_0 dată, pentru a determina tensiunea U la borne, pentru o sarcină I şi un decalaj ψ (între I şi E_0) dat, fie invers, şi acesta este cazul cel mai interesant în practică, pornind de la o tensiune la borne U dată, pentru a determina f.e.m. de gol E_0 necesară pentru o sarcină I şi un decalaj φ (între I şi U) dat. Diagrama vectorială diferă după cum maşina are poli aparenţi sau poli înecaţi.

În cazul polilor aparenţi, pornind de la f.e.m. de mers în gol E_0, se procedează în modul următor:

Se ia ca origine de fază vectorul curentului I (fig. 3-20) şi, în ipoteza că sarcina este inductivă (cazul practic cel mai frecvent), construim vectorul $\overline{E_0}$, decalat cu unghiul ψ înaintea vectorului $\overline{I}$. Fluxul magnetic inductor Φ_0 de mers în gol, care produce f.e.m. E_0, este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea vectorului acestei f.e.m.

Curentul de sarcină I îl descompunem în componenta sa activă $I_a = I \cdot \cos\psi$, în fază cu E_0, şi în componenta reactivă $I_r = I \sin\psi$, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma f.e.m. E_0. Prima componentă produce fluxul transversal, iar cea de a doua, fluxul longitudinal, ambele în fază cu curenţii respectivi.

În diagramă, aceste fluxuri sînt reprezentate prin vectorii $\overline{\Phi}_t$ și $\overline{\Phi}_l$. Vectorii f.e.m. E_t și E_l induse de fluxurile Φ_t și Φ_l, sînt decalați cu $\frac{\pi}{2}$ în urma fluxurilor respective.

Fluxul de scăpări este reprezentat prin vectorul $\overline{\Phi}_s$, în fază cu curentul I.

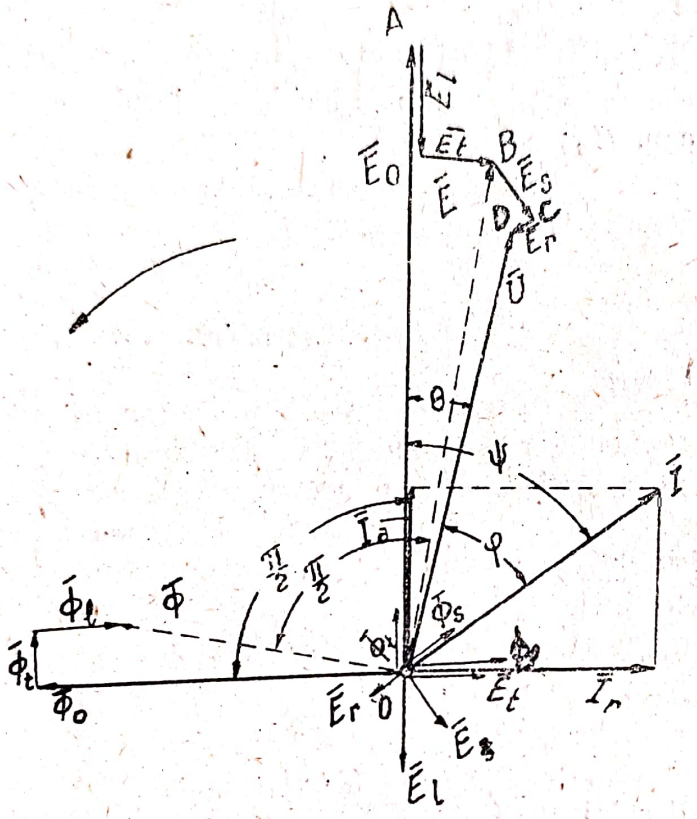


Fig. 3-20. Diagrama generatorului sincron cu poli aparenți, în cazul sarcinii inductive

F.e.m. E_s produsă de acest flux ($\overline{E}_s = -jk_s\overline{I}$), în care x_s este reactanța de scăpări a indusului) este reprezentată în diagramă de vectorul $\overline{E}_s$, decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma vectorului $\overline{\Phi}_s$.

Pentru a completa diagrama, se mai adaugă vectorul $\overline{E}_r = -r\overline{I}$ care reprezintă componenta f.e.m. induse care echilibrează căderea de tensiune activă în rezistența indusului. F.e.m. E_r este în opoziție de fază cu curentul I care produce căderea de tensiune. Tensiunea $\overline{U}$ la bornele mașinii în sarcină este dată de însumarea vectorilor f.e.m. din circuitul indusului, adică

$$\overline{U} = \overline{E}_0 + \overline{E}_t + \overline{E}_t + \overline{E}_s + \overline{E}_r \cdot \qquad (3\text{-}16)$$

În fig. 3-20, vectorul rezultant al tensiunii este vectorul $\overline{OD}$. Unghiul φ, dintre I și U, este *decalajul exterior* al alternatorului.

În mașina în sarcină, cele trei fluxuri Φ_0, Φ_l și Φ_t nu apar separat, ci ele se contopesc într-un flux rezultant unic Φ, care se obține, în diagrama din fig. 3-20, în ipoteza că mașina este nesaturată, prin însumarea vectorilor respectivi. Acesta din urmă produce în indus f.e.m. E a mașinii în sarcină, reprezentată în diagramă prin vectorul $\overline{OB}$, decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma vectorului $\overline{\Phi}$.

Prin urmare, *f.e.m. E_0 nu există la mașina în sarcină;* ea apare numai la mersul în gol al alternatorului, cînd Φ_l și Φ_t sînt nule.

Din relația (3-16) rezultă pentru E_0 expresia

$$\overline{E}_0 = \overline{U} - \overline{E}_r - E_s - \overline{E}_t - \overline{E}_l \ ,$$

care, ținînd seama că f.e.m. sînt egale și de sens opus cu căderile de tensiune respective, devine

$$\overline{E}_0 = \overline{U} + r\,\overline{I} + j\,x_s\,\overline{I} + j\,x_t\,\overline{I}_a + j_l\,x_l\,\overline{I}_r \ . \qquad (3\text{-}17)$$

În această relație, reactanțele x_t și x_l reprezintă reactanța transversală, respectiv cea longitudinală a mașinii.

Prin urmare, dacă cunoaștem tensiunea U și decalajul φ, dintre curentul de sarcină și tensiunea la borne, putem construi vectorul $\overline{OD}$ (fig. 3-20) la care, adăugînd geometric vectorii căderilor de tensiune din circuitul indus, obținem f.e.m. E_0 de mers în gol, reprezentată de vectorul $\overline{OA}$, și decalajul interior ψ al alternatorului.

În cazul polilor înecați și în ipoteza că mașina este nesaturată, diagrama f.e.m. este reprezentată în fig. 3-21.

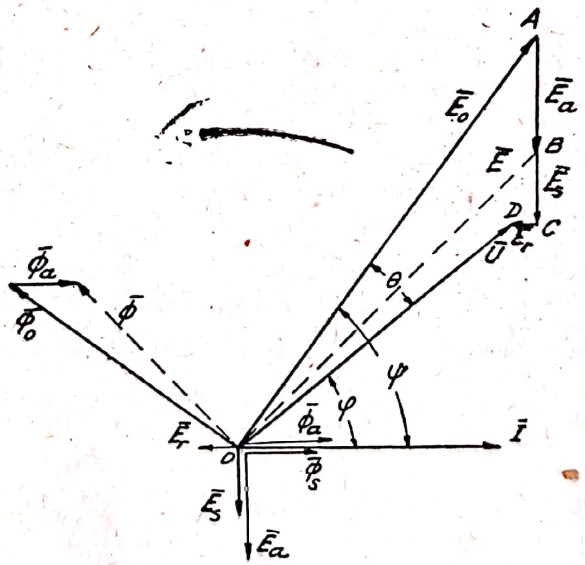


Fig. 3-21. Diagrama vectorială a generatorului sincron cu rotorul cu poli înecați

Ca și în cazul precedent, luînd curentul ca origine de fază, construim vectorul f.e.m. E_0 de mers în gol decalat cu ψ în avans față de vectorul

curentului I. Cu $\frac{\pi}{2}$ în avans față de E_0, construim vectorul fluxului inductor de mers în gol Φ_0.

Fluxul de reacție al indusului Φ_a produce în înfășurarea indusă f.e.m. de reacție E_a, reprezentată de vectorul $\overline{E}_a = -j\, x_a\, \overline{I}$, x_a fiind reactanța echivalentă reacției indusului, care la mașinile nesaturate este constantă. Deoarece Φ_a este în fază cu curentul indus I, rezultă că E_a este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în întîrziere față de I. Fluxul de scăpări Φ_s fiind în fază cu curentul, f.e.m. $\overline{E}_s = -j\, x_s \overline{I}$ este și ea reprezentată printr-un vector decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma curentului $\overline{I}$. Ca și în cazul precedent, în diagramă mai apare f.e.m. $\overline{E}_r = -r\,\overline{I}$, în opoziție de fază cu curentul I.

Din însumarea vectorilor f.e.m. se obține (fig. 3-21)

$$\overline{U} = \overline{E}_0 + \overline{E}_a + \overline{E}_s + \overline{E}_r$$

și

$$\overline{E}_0 = \overline{U} + r\,\overline{I} + j\, x_s\, \overline{I} + j\, x_a\, \overline{I}\,.$$

Fluxul rezultant în întrefier Φ este dat de însumarea vectorială a fluxurilor Φ_0 și Φ_a. Fluxul Φ produce f.e.m. E de sarcină a mașinii, reprezentată în fig. 3-21 prin vectorul $\overline{OB}$. Valoarea acestei f.e.m. este dată de relația (3-6).

F.e.m. E_a și E_s sînt în fază, ambele fiind decalate cu $\frac{\pi}{2}$ în urma sarcinii I, și sînt proporționale cu sarcina I. Prin urmare, ele se însumează aritmetic, dînd o f.e.m. unică

$$\overline{E}_{sin} = \overline{E}_a + \overline{E}_s = -j\, x_a \overline{I} - j\, x_s \overline{I} = -j\,(x_a + x_s)\,\overline{I} = -j\, x\, \overline{I}\,. \qquad (3\text{-}18)$$

În această relație, $x = x_a + x_s$ se numește *reactanța sincronă* a generatorului. La mașinile nesaturate, în care x_a este constant, reactanța sincronă este constantă.

Introducînd reactanța sincronă, diagrama vectorială din fig. 3-21 se simplifică și ia forma reprezentată în fig. 3-22.

STAS 1893-50 definește ca *variație nominală de tensiune* expresia

$$\Delta u_n\,\% = \frac{E_0 - U_n}{U_n} \cdot 100\,. \qquad (3\text{-}19)$$

Variația nominală de tensiune reprezintă, în procente din tensiunea nominală U_n, creșterea tensiunii la bornele generatorului cînd curentul de sarcină trece de la valoarea sa nominală la zero, excitația mașinii menținîndu-se la valoarea ei nominală, adică la acea valoare la care, la sarcina nominală I_n și un decalaj φ dat, tensiunea la bornele mașinii este cea nominală. După norme, această variație a tensiunii generatorului sincron nu trebuie să depășească 50% la $\cos\varphi = 0{,}8$.

Scanned with OKEN Scanner

Variația nominală de tensiune a unităților puternice sau de tensiuni ridicate se calculează prin *metoda indirectă*, plecînd de la U_n, I_n și φ_n date și determinînd pe E_0 cu ajutorul diagramelor din fig. 3-20 și 3-22. După cum am spus mai sus, determinarea parametrilor necesari construirii acestor

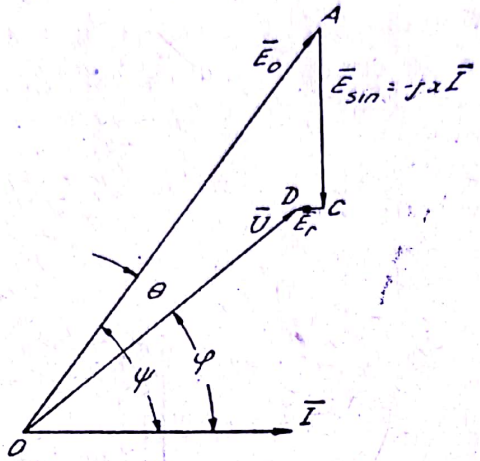


Fig. 3-22. Diagrama vectorială simplificată a generatorului sincron cu rotorul cu poli înecați

diagrame se face cu ajutorul unor încercări simple, fără a pune mașina în sarcină. Metodele de determinare a acestor parametri depășesc cadrul prezentei lucrări.

La unitățile care pot fi încărcate în plină sarcină, variația de tensiune se deduce prin metoda directă, încărcînd generatorul la sarcina sa nominală, așa cum se arată în par. următor.

3-7. Caracteristicile generatorului sincron

Principalele caracteristici de funcționare ale generatorului sincron sînt: a) caracteristica de mers în gol; b) caracteristica externă sau de sarcină și c) caracteristica de reglaj.

a) Caracteristica de mers în gol

Această caracteristică reprezintă relația $E_0 = f(i_e)$, pentru $I = 0$ și $n = \text{const}$ ($f = \text{const}$). Ea se ridică cu montajul din fig. 3-23, cu întrerupătorul *1* deschis.

Valoarea f.e.m. în gol fiind dată de expresia

$$E_0 = 4{,}44\, k\, f\, w\, \Phi_0 ,$$

rezultă că $E_r = \Phi_0$. Relația $\Phi_0 = f(i_e)$ avînd forma curbei de magnetizare a mașinii, rezultă că și E_0 are aceeași formă (fig. 3-24).

Ca și la mașina de curent continuu, punctul de funcționare a generatorului sincron trebuie să se găsească dincolo de cotul caracteristicii de mers în gol.

b) Caracteristica externă

Această caracteristică reprezintă relația $U = f(I)$, pentru $n = \text{const}$ ($f = \text{const}$), $i_e = \text{const}$ și $\cos\varphi = \text{const}$ și egal cu 1 sau 0,8.

Caracteristica de sarcină se ridică cu montajul din fig. 3-23, cu întrerupătorul de sarcină *1* închis. Schema se completează cu un wattmetru, pentru menținerea constantă a factorului cos φ.

Ca și la mașinile de curent continuu, caracteristica externă se poate ridica pornind de la mersul în gol, corespunzînd excitației care produce o

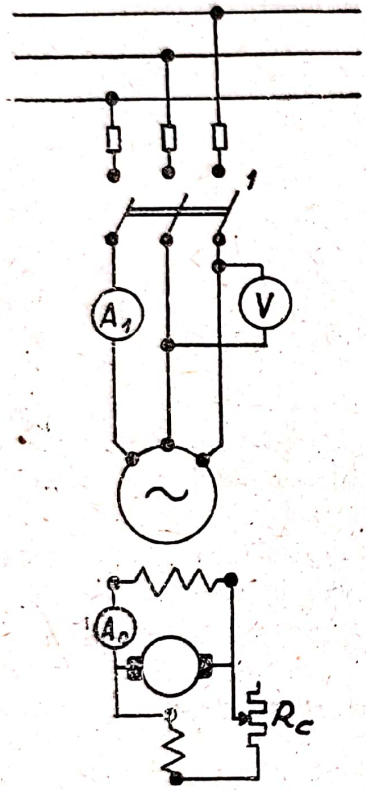


Fig. 3-23. Schema de montaj a generatorului sincron

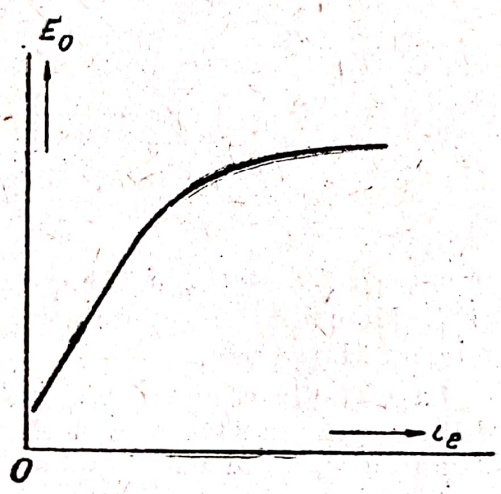


Fig. 3-24. Caracteristica de mers în gol a generatorului sincron

tensiune $U_0 = U_n$, și încărcînd treptat generatorul sincron. Se obțin curbele din fig. 3-25 și anume: curba *1* pentru sarcina activă ($\cos\varphi = 1$), curba *2* pentru sarcină inductivă ($\cos\varphi = 0{,}8$ inductiv) și curba *3* pentru sarcina capacitivă ($\cos\varphi = 0{,}8$ capacitiv). Se vede că generatorul are o cădere de tensiune cu atît mai accentuată, cu cît sarcina sa este mai inductivă, iar de la un anumit decalaj capacitiv, tensiunea crește cu sarcina.

Pentru a verifica variația nominală de tensiune, caracteristica externă se ridică invers, prin scăderea sarcinii. În acest scop, se aduce curentul de excitație la valoarea sa nominală, căreia îi corespunde, la viteza de sincronism, la sarcina nominală și la cos φ dat, tensiunea nominală la borne U_n. Menținîndu-se constantă excitația, viteza și factorul de putere, se descarcă treptat generatorul. Tensiunea la borne va varia, devenind,

la $I = 0$, egală cu f.e.m. de mers în gol E_0 (fig. 3-26). Curba *1* din această figură reprezintă caracteristica externă pentru $\cos\varphi = 1$, curba *2* pentru $\cos\varphi = 0{,}8$ inductiv, iar curba *3*, pentru $\cos\varphi = 0{,}8$ capacitiv.

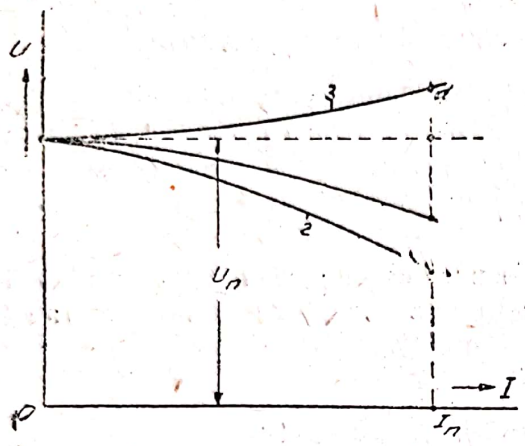


Fig. 3-25. Caracteristicile externe ale generatorului sincron pentru diferite valori ale decalajului φ

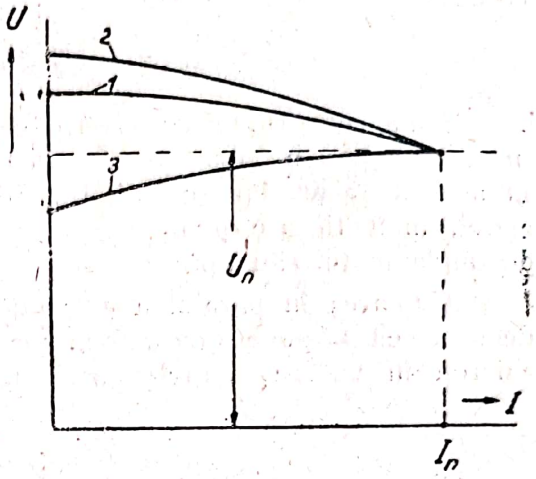


Fig. 3-26. Caracteristicile externe ale generatorului sincron ridi ate pentru valori descrescătoare ale sarcinii

La sarcinile cu caracter inductiv, care sînt cele mai frecvente în practică, $E_0 > U_n$ și variația de tensiune, dată de relația (3-19), este pozitivă căci tensiunea la bornele mașinii crește odată cu scăderea sarcinii. În cazul sarcinilor cu caracter capacitiv mai pronunțat, $E_0 < U_n$ și variația de tensiune devine negativă, căci tensiunea la bornele mașinii scade odată cu sarcina.

c) Caracteristica de reglaj

Această caracteristică reprezintă relația $i_e\,(= f)\,(I)$ pentru $U = \text{const} = U_n$, $n = \text{const}$ $(f = \text{const})$ și $\cos\varphi = \text{const}$.

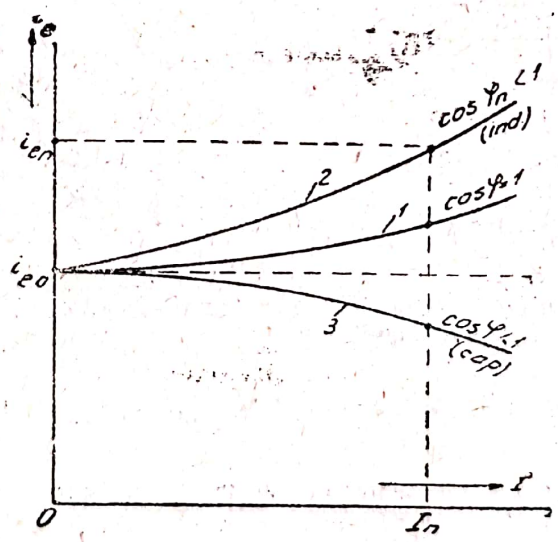


Fig. 3-27. Caracteristicile de reglaj ale generatorului sincron pentru diverse valori ale decalajului φ

În fig. 3-27 sînt reprezentate trei caracteristici de reglaj ale aceleiași mașini sincrone, caracteristica *1* ridicată pentru sarcina activă $(\cos\varphi = 1)$,

caracteristica *2*, pentru sarcina inductivă (cos $\varphi = 0{,}8$ inductiv) și caracteristica *3*, pentru sarcina capacitivă (cos $\varphi = 0{,}8$ capacitiv). Se vede că în cazul sarcinilor capacitive, odată cu creșterea sarcinii este necesară reducerea curentului de excitație.

3-8. Cuplarea în paralel a generatoarelor sincrone

Numărul grupurilor electrogene care funcționează la un moment dat în paralel într-o centrală electrică este fixat de puterea cerută de rețea în acel moment, iar repartiția sarcinii totale pe unități electrogene se face astfel, încît fiecare grup să funcționeze cu un randament cît mai apropiat de randamentul său optim.

Cuplarea în paralel a generatoarelor sincrone este ceva mai complicată decît aceea a generatoarelor de curent continuu. Pregătirea unui generator sincron în vederea cuplării sale în paralel cu alte generatoare se numește *sincronizarea mașinii*.

a) Cuplarea generatoarelor monofazate

Pentru a înlesni înțelegerea fenomenelor care intervin în cuplarea generatoarelor sincrone trifazate, vom examina în prealabil cazul, mai simplu, al cuplării în paralel a două generatoare monofazate, cu toate că în practică nu se mai întîlnesc asemenea generatoare.

În fig. 3-28 sînt reprezentate schematic două generatoare sincrone monofazate, dintre care generatorul I se află în funcțiune iar generatorul II urmează să fie cuplat la barele comune ale centralei. Notăm cu U_I tensiunea

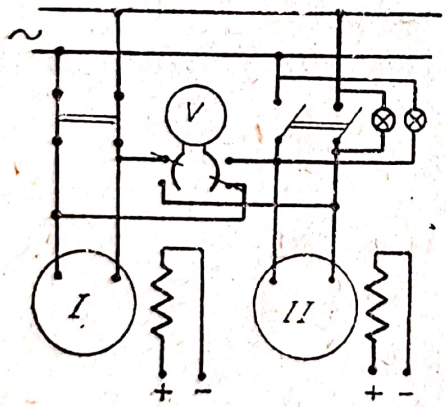


Fig. 2-28. Schema conectării în paralel a două generatoare sincrone monofazate

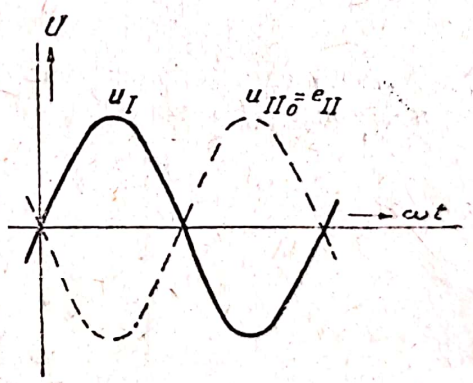


Fig. 3-29. Curbele de variație în timp a tensiunilor U_I și U_{II} în cazul realizării opoziției fazelor

generatorului I, care este totodată și tensiunea barelor, care se menține constantă.

Pentru a cupla generatorul II la bare, trebuie ca *în momentul conectării și în momentele următoare valoarea instantanee a tensiunii sale să fie egală (ca mărime) și în opoziție de fază cu valoarea instantanee a tensiunii la bare*, adică variațiile în timp ale celor două tensiuni (tensiunea generatorului și tensiunea barelor) să se facă după două curbe simetrice față de axa absciselor, așa cum se arată în fig. 3-29.

De aci rezultă următoarele două condiții pentru cuplarea în paralel a generatoarelor monofazate, în ipoteza că curbele, presupuse sinusoidale, ale tensiunilor produse de generatoare sînt identice:

1. — tensiunea generatorului care urmează să fie cuplat să fie egală și în opoziție de fază cu tensiunea generatorului deja cuplat la rețea, adică să avem

$$\overline{U}_{II0} = \overline{E}_{II} = -\overline{U}_{I} ,$$

2. — frecvențele generatoarelor să fie egale, adică să avem

$$f_{II} = f_{I} .$$

Pentru a verifica prima condiție ne servim de voltmetrul V din fig. 3-28, care cu ajutorul unui comutator poate fi legat, pe rînd, la bornele fiecărui generator.

Pentru a verifica cea de a doua condiție, ne servim de un dispozitiv numit *sincronoscop cu lămpi,* compus din două lămpi cu incandescență (lămpi de fază) legate între bornele generatorului care trebuie să fie cuplat și barele centralei după schema din fig. 3-30 *a* sau 3-30 *b*.

Dacă, simultan cu egalitatea tensiunilor, s-a obținut și egalitatea frecvențelor, adică cele două sinusoide sînt în opoziție ca în fig. 3-29 și lămpile sincronoscopului sînt montate ca în fig. 3-30 *a,* tensiunea la bornele lămpilor este permanent zero, lămpile rămîn stinse și schema sincronoscopului se numește „prin stingere".

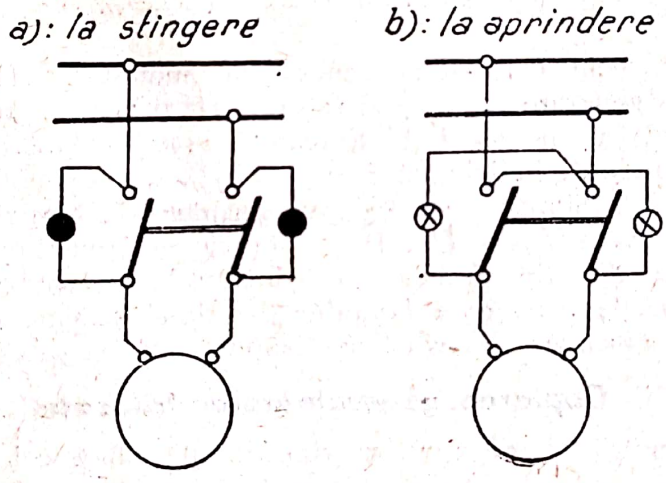


Fig. 3-30. Schemele de montaj a sincronoscopului cu lămpi pentru cuplarea generatorului monofazat

În cazul montării după schema din fig. 3-30 *b,* tensiunea la bornele lămpilor este egală cu suma $U_I + U_{II0} = 2\,U_I$, lămpile rămîn aprinse și schema se numește „prin aprindere".

Dacă $f_I \neq f_{II}$, cele două curbe de variație a tensiunilor (fig. 3-31 *a*) în loc să se anuleze reciproc ca în fig. 3-29, se compun într-o curbă rezultantă unică, care variază, după linia plină din fig. 3-31 *a* și *b,* între zero și dublul amplitudinii celor două tensiuni egale. Se obțin astfel așa numitele *bătăi de tensiune,* care variază periodic după curbele reprezentate

prin linie întreruptă din fig. 3-31 *b*. Cu cît diferența dintre cele două frecvențe este mai mică, cu atît perioada bătăii este mai lungă și lămpile se aprind și se sting în intervale de timp mai mari.

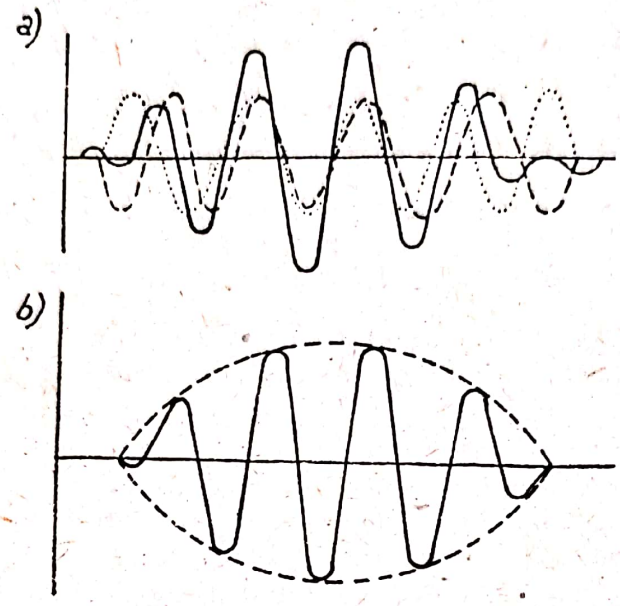


Fig. 3-31. Variația tensiunii lămpilor cînd frecvențele generatoarelor sînt diferite

În concluzie, pentru a cupla generatorul monofazat II la barele pe care funcționează generatorul I, generatorul II trebuie antrenat la viteza la care frecvența de aprindere și de stingere a lămpilor sincronoscopului este zero sau cît mai redusă, indiciu că frecvența f_{II} este egală sau foarte apropiată de frecvența f_I. Simultan se reglează tensiunea la bornele generatorului II astfel încît să avem $U_{II0} = U_I$. Dacă lămpile sincronoscopului sînt montate după schema din fig. 3-30 *a*, întrerupătorul generatorului II se închide în momentul de stingere a lămpilor, iar după schema din fig. 3-30 *b*, în momentul de aprindere maximă a lămpilor.

b) Cuplarea generatoarelor trifazate

În cazul cuplării generatoarelor trifazate, pe lîngă cele două condiții stabilite la cuplarea generatoarelor monofazate și anume $\underline{U}_{II0} = -\underline{U}_I$ și $f_{II} = f_I$, trebuie îndeplinită și o a treia condiție, anume ca ordinea de succesiune a fazelor generatorului ce se cuplează să fie aceeași ca ordinea de succesiune a fazelor barelor, deci a fazelor generatorului deja cuplat, de pildă în sensul $A \rightarrow B \rightarrow C$.

Pentru a se verifica succesiunea justă a fazelor la generatorul care se cuplează, se întrebuințează un sincronoscop cu trei lămpi, care pot fi montate ca în fig. 3-32 *a*, cînd avem schema „prin stingere", sau ca în fig. 3-32 *b*, cînd avem schema „prin foc învîrtitor". În prima schemă fiecare lampă se leagă la bornele aceluiași cuțit al întrerupătorului trifazat de legătură a generatorului cu barele, în cea de a doua, una din lămpi se leagă la bornele unui cuțit al întrerupătorului, iar celelalte două în cruciș.

Dacă succesiunea fazelor este justă, f.e.m. ale celor două generatoare pot fi reprezentate prin două sisteme vectoriale în stea, cu aceeași succesiune

a vectorilor f.e.m. pe fază (fig. 3-33). Vom presupune că punctele neutre ale celor două sisteme vectoriale sînt comune şi că sistemul vectorilor generatorului I ($\overline{A}_I$, $\overline{B}_I$ şi $\overline{C}_I$) este fix. În acest caz, sistemul vectorilor generatorului II ($\overline{A}_{II}$, $\overline{B}_{II}$ şi $\overline{C}_{II}$) se va roti faţă de primul sistem de vectori cu o viteză egală cu diferenţa $\omega_{II} - \omega_I$ dintre pulsaţiile respective, deci proporţională cu diferenţa $f_{II} - f_I$ dintre frecvenţe. Dacă $f_{II} > f_I$, sistemul II de vectori se va roti în sensul săgeţii din fig. 3-33; dacă $f_{II} < f_I$, el se va roti în sens invers. În fig. 3-33 *a* este reprezentată poziţia, la un moment oarecare, a celor două sisteme vectoriale.

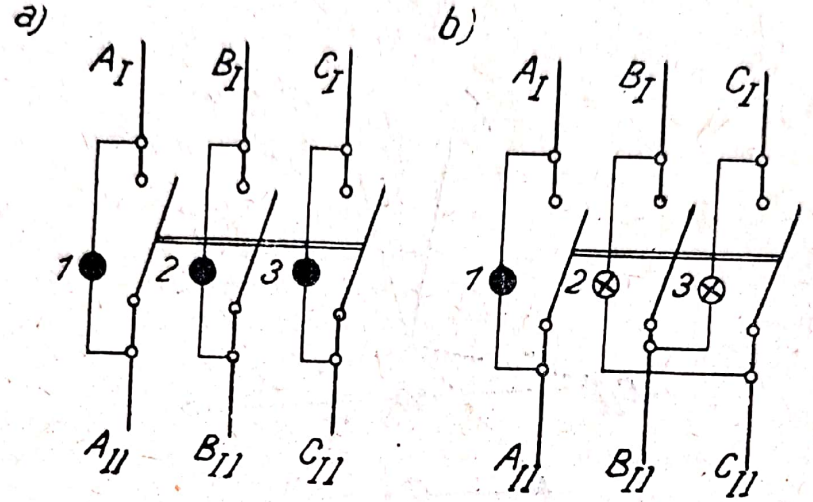


Fig. 3-32. Schemele de montaj ale sincronoscopului cu lămpi pentru cuplarea generatorului trifazat

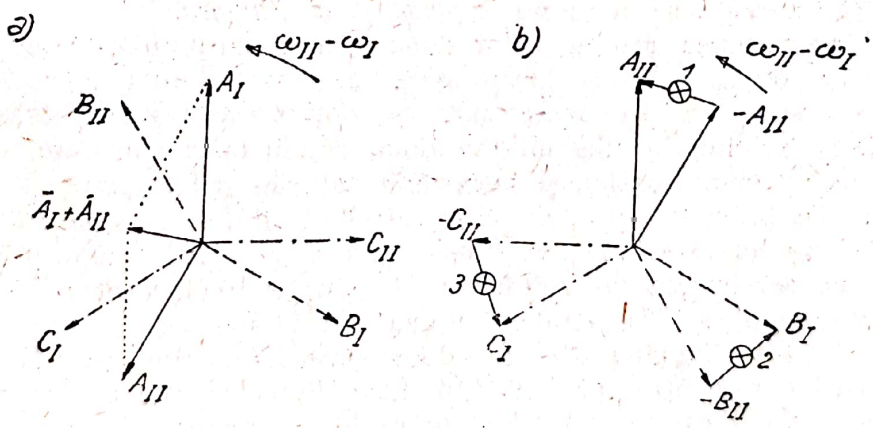


Fig. 3-33. Diagramele vectoriale ale tensiunilor la bornele lămpilor în cazul schemei „prin stingere"

Să presupunem că lămpile sînt legate după schema din fig. 3-32 *a*. Tensiunea aplicată fiecărei lămpi este dată de rezultanta însumării tensiunilor a cîte două faze omoloage; de pildă, pentru lampa 1, de rezultanta $\overline{A}_I + \overline{A}_{II}$, adică de prima diagonală a paralelogramului construit cu cei doi vectori (fig. 3-33 *a*). Ţinînd seamă că $\overline{A}_I + \overline{A}_{II} = \overline{A}_I - (-\overline{A}_{II})$, aceeaşi tensiune

rezultantă reprezintă diagonala a doua a paralelogramului construit cu vectorii A_I și $-A_{II}$.

În fig. 3-33 *b* am utilizat, în locul sistemului A_{II}, B_{II}, C_{II}, sistemul opus $-A_{II}$, $-B_{II}$, $-C_{II}$, construcția geometrică a tensiunilor rezultante fiind mai sugestivă. În ipoteza că $E_{II} = U_{II0} = U_I$, rezultă că tensiunile la bornele lămpilor vor varia simultan între zero și $2U_I$ și lămpile se vor aprinde și stinge concomitent cu o viteză proporțională cu diferența între frecvențe. Cu-

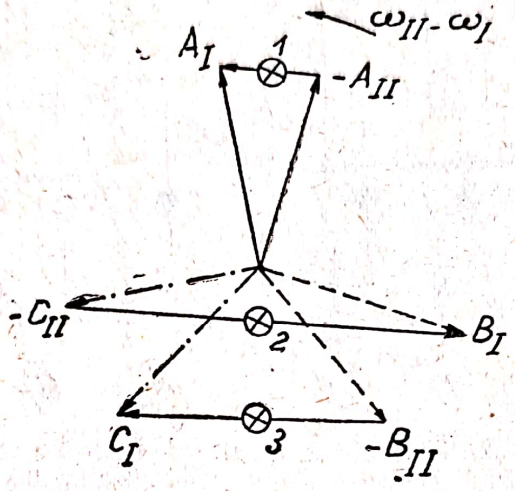


Fig. 3-34. Diagrama vectorială a tensiunilor la bornele lămpilor în cazul schemei „prin foc învîrtitor"

plarea se face în momentul cînd lămpile sînt stinse un timp mai îndelungat, căci atunci frecvențele celor două generatoare sînt egale și sistemele de vectori A_I, B_I, C_I și A_{II}, B_{II}, C_{II} în opoziție.

Această metodă se numește *cuplare prin stingere*.

Cînd succesiunea fazelor celor două generatoare nu este aceeași, lămpile montate după schema „prin stingere" nu se mai aprind și sting simultan, ci succesiv. În acest caz, se obține aceeași succesiune a fazelor dacă se schimbă conexiunile a două conductoare oarecare, dintre generatorul care trebuie cuplat și întrerupătorul său trifazat.

Deoarece la o tensiune de circa 20-30% din cea nominală de funcționare a lămpilor acestea par stinse, pentru a prinde momentul just al cuplajului ne servim de un voltmetru, de scară dublă decît a tensiunii rețelei, care se cuplează în paralel cu una din lămpi. Acul acestui voltmetru va oscila, în tot timpul procesului de sincronizare, între zero și tensiunea maximă. Închiderea întrerupătorului se face, în acest caz, cînd acul voltmetrului ocupă un timp mai îndelungat poziția de zero. Un asemenea voltmetru poartă numele de *voltmetru de nul*.

Cu mult mai utilizată este însă metoda de legare a lămpilor după schema din fig. 3-32 *b*. În acest caz, dacă succesiunea fazelor este corectă, lampa 1 va fi supusă tensiunei $A_I + A_{II}$, lampa 2 tensiunii $B_I + C_{II}$ și lampa 3 tensiunii $C_I + B_{II}$. Utilizînd, ca și în cazul precedent, în locul sistemului de vectori A_{II}, B_{II}, C_{II}, sistemul opus $-A_{II}$, $-B_{II}$, $-C_{II}$, tensiunile la bornele lămpilor la un moment oarecare sînt date de diagrama din fig. 3-34. Se vede că aceste tensiuni prezintă simultan valori diferite, va-

Scanned with OKEN Scanner

riabile în timp, şi lămpile se vor aprinde şi stinge pe rînd. Ordinea de aprindere şi de stingere depinde de semnul diferenţei dintre frecvenţe, iar viteza de stingere şi de aprindere, ca şi în cazul precedent, de mărimea acestei diferenţe.

Urmează că dacă aşezăm lămpile în vîrfurile unui triunghi echilateral, aprinderea şi stingerea lor succesivă dă impresia unei rotaţii a luminii, unui *foc învîrtitor,* într-un sens sau în celălalt după cum frecvenţa generatorului de cuplat este mai mică sau mai mare decît aceea a tensiunii de la bare, adică după cum viteza lui este mai mică sau mai mare decît aceea corespunzătoare sincronismului $\left(n = \frac{60\ f}{p}\right)$.

Închiderea întrerupătorului trifazat de cuplare se face în momentul încetării rotirii focului învîrtitor, ceea ce înseamnă că $f_{II} = f_I$, şi anume atunci cînd lampa legată direct, care poartă numele de *lampă de cuplare,* marchează o stingere prelungită, ceea ce înseamnă că U_{IIo} este în opoziţie cu U_I. Pentru o verificare mai precisă a acestei din urmă condiţii, se întrebuinţează şi aci un voltmetru de nul.

În concluzie, dacă lămpile sînt legate după schema prin foc învîrtitor, se variază viteza generatorului care trebuie cuplat pînă cînd focul învîrtitor se opreşte, indiciu că frecvenţele f_I şi f_{II} sînt egale. Simultan se reglează tensiunea generatorului de cuplat, pînă cînd în valoarea absolută $U_{IIo} = U_I$. Întrerupătorul tripolar se închide cînd lampa de cuplaj este stinsă, sau cînd voltmetrul de nul indică tensiunea zero.

Dacă legînd lămpile după schema din fig. 3-32 *b* nu obţinem o rotaţie a luminii ci o aprindere şi o stingere simultană a lămpilor, aceasta dovedeşte că succesiunea fazelor generatorului ce urmează a fi cuplat este greşită. Succesiunea corectă a fazelor acestui generator se obţine, în acest caz, schimbînd legăturile a două conductoare dintre generator şi întrerupătorul trifazat.

Pentru a încărca cu sarcină activă generatorul cuplat, trebuie să acţionăm asupra cuplului motorului de acţionare a generatorului, aşa cum vom arăta în paragraful următor.

3-9. Puterea şi cuplul motor al generatorului sincron

Vom examina puterea şi cuplul motor al generatorului sincron conectat în paralel la o reţea cu tensiune şi frecvenţă constantă.

Puterea electromagnetică P a generatorului sincron (puterea transmisă statorului maşinii de către rotor, prin intermediul fluxului rezultant) se obţine dacă din puterea mecanică P_1, primită de rotor de la motorul primar, se scad pierderile de mers în gol p_0, compuse din pierderile mecanice p_M şi pierderile în fier p_{Fe} (prin histerezis şi curenţi Foucault). Prin urmare

$$P = P_1 - p_0 = P_1 - p_M - p_{Fe}. \qquad (3\text{-}20)$$

Puterea utilă P_2 a generatorului (puterea debitată pe bare) este dată de relaţia

$$P_2 = P - p_{Cu}, \qquad (3\text{-}21)$$

în care p_{Cu} este puterea pierdută prin efect Joule-Lenz în înfășurarea statorului. Această pierdere este, de regulă, sub 1% din puterea nominală a generatorului și, într-o primă aproximație, poate fi neglijată. Rezultă pentru puterea electromagnetică expresia

$$P \approx P_2 = m\,U\,I\,\cos\,\varphi\,, \qquad (3\text{-}22)$$

în care m este numărul de faze al înfășurării induse, iar φ, decalajul dintre I și U.

Dacă notăm cu $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ viteza unghiulară sincronă a mașinii, vom avea următoarele trei cupluri care apar în funcționarea generatorului sincron:

$M_1 = \frac{P_1}{\Omega}$ = cuplul furnizat generatorului de motorul primar care-l antrenează (cuplul util al motorului primar);

$M = \frac{P}{\Omega}$ = cuplul electromagnetic al generatorului;

$M_0 = \frac{p_0}{\Omega}$ = cuplul de mers în gol.

Generatorul șincron fiind acționat în sens invers forței electromagnetice care apare între conductoarele statorice parcurse de curentul indus și cîmpul inductor în întrefier, cuplul electromagnetic M este un cuplu rezistent, ca și M_0, și între cuplurile mașinii avem relația

$$M_1 = M + M_0 = \frac{P + p_0}{\Omega}\,.$$

Să examinăm legătura dintre puterea electromagnetică și unghiul θ dintre f.e.m. de mers în gol E_0 și tensiunea la borne U, sau, ceea ce este același lucru, între fluxul inductor de mers în gol Φ_0, care produce pe E_0,

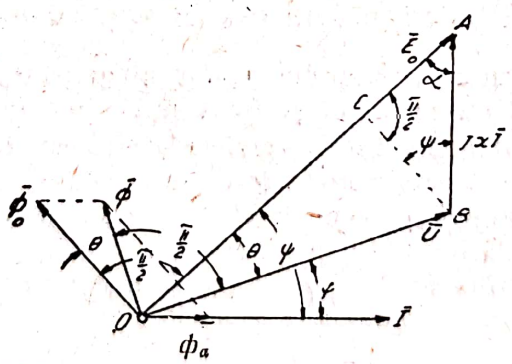


Fig. 3-35. Diagrama vectorială pentru determinarea relației dintre puterea electromagnetică și unghiul θ

și fluxul rezultant în sarcină Φ, care, dacă neglijăm căderea ohmică rI, produce tensiunea la borne U. În acest scop ne servim de diagrama simplificată a f.e.m. din fig. 3-35, în care se neglijează căderea ohmică.

Unghiul θ se exprimă în grade electrice. Dacă se împarte θ prin p (numărul de perechi de poli ai maşinii) se obţine decalajul geometric dintre axa polilor inductori, care produc fluxul Φ_0, şi axa fluxului rezultant Φ în întrefierul maşinii.

Din fig. 3-35 şi relaţia (3-22) rezultă

$$P = m E_0 \; I \cos \psi = m E_0 I \sin \alpha \cdot$$

Ţinînd seama că

$$\sin \alpha = \frac{BC}{BA} = \frac{U \sin \theta}{x I} ,$$

relaţia precedentă devine

$$P = mU \frac{E_0}{x} \sin \theta , \qquad (3\text{-}23)$$

în care x este reactanţa sincronă a maşinii ($x = x_a + x_s$).

În ipoteza că menţinem excitaţia generatorului constantă ($E_0 = \text{const}$) şi că maşina merge nesaturată ($x = \text{const}$), rezultă că puterea electromagnetică P a maşinii depinde numai de unghiul θ. Ea variază sinusoidal cu θ, crescînd de la zero, pentru $\theta = 0$, la valoarea maximă

$$P_m = m U \frac{E_0}{x} ,$$

pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$ (fig. 3-36). Dacă trecem peste această din urmă valoare a unghiului θ, puterea P începe să scadă. Urmează că generatorul funcţionează stabil numai pentru decalaje cuprinse între 0 şi $\frac{\pi}{2}$, adică pe porţiunea îngroşată a curbei din fig. 3-36. Pentru valori ale unghiului θ mai mari de $\frac{\pi}{2}$ maşina *se desprinde*, ieşind din sincronism.

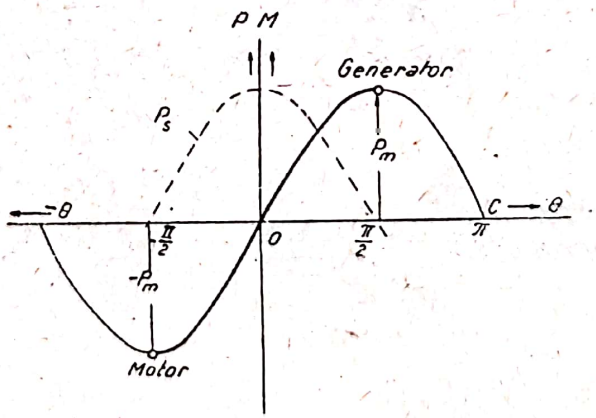


Fig. 3-36. Variaţia puterii electromagnetice şi a cuplului electromagnetic al maşinii sincrone în funcţie de θ

Dacă unghiul ϑ este negativ, puterea electromagnetică devine negativă, deci devine putere absorbită și mașina funcționează în regim de motor sincron (vezi par. 3-11).

Împărțind relația (3-23) prin viteza unghiulară sincronă Ω, se obține curba cuplului electromagnetic M în funcție de unghiul ϑ. Deoarece $\Omega = \text{const}$, rezultă că curba puterii P din fig. 3-36, ne reprezintă, la altă scară, și curba $M = f(\theta)$.

Ținînd seama de legătura dintre puterea electromagnetică și puterea utilă a mașinii [relația (3-22)], cele spuse mai sus despre legătura dintre P și ϑ se aplică și în ce privește legătura dintre P_2 și θ.

Dependența puterilor P și P_2 de unghiul ϑ constituie una din proprietățile caracteristice ale mașinii sincrone. Fizic această dependență se explică în modul următor:

Fluxul învîrtitor rezultant al mașinii poate fi înlocuit cu o coroană de poli fictivi, egali ca număr cu polii rotorului, care se învîrtește în același sens ca și rotorul și cu aceeași viteză, viteza de sincronism a mașinii $\left(n = \frac{60\,f}{p}\right)$. Decalajul dintre axele polilor reali ai rotorului și axele polilor fictivi ai fluxului învîrtitor rezultant este tocmai decalajul ϑ, dintre fluxul inductor Φ_0 și fluxul rezultant Φ, din diagrama f.e.m. În diagramă, unghiul ϑ este un unghi electric. În spațiu, unghiul real dintre axele celor două coroane de poli este deci $\frac{\theta}{p}$ (unghi spațial).

Din fig. 3-37, care reprezintă schematic doi poli ai rotorului și doi poli fictivi vecini ai fluxului rezultant, se vede că atunci cînd $\vartheta = 0$, polii celor două coroane stau față în față. Liniile de inducție și forțele de atracție

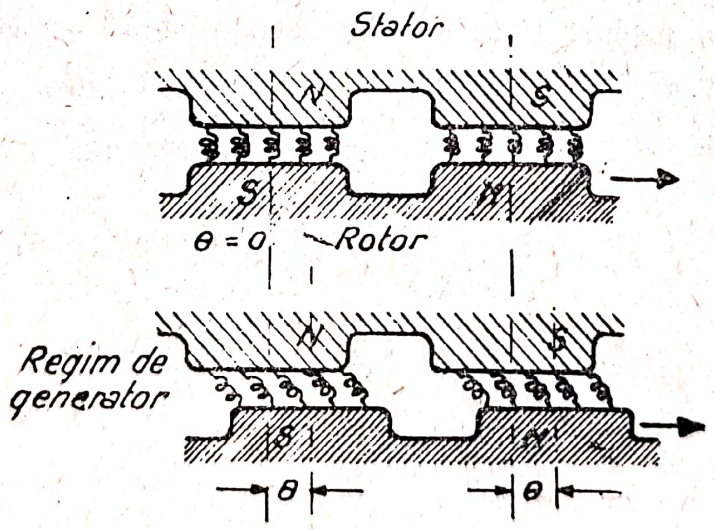


Fig. 3-37. Unghiul θ în cazul funcționării generatorului sincron

între poli fiind axiale, componentele lor pe direcția sensului de rotație sînt nule, deci cuplul electromagnetic este zero. Dacă unghiul ϑ crește, liniile de inducție în întrefier se înclină cu atît mai mult, cu cît ϑ este mai mare; urmează că forțele de atracție dintre polii celor două coroane dau componente tangențiale cu atît mai mari, cu cît ϑ este mai mare, deci

cuplul şi puterea maşinii cresc cu unghiul θ. Prin urmare, lucrurile se petrec ca şi cum între polii de nume contrar vecini ai celor două coroane ar exista nişte resorturi elastice, care devin cu atît mai întinse, cu cît unghiul θ se apropie mai mult de $\frac{\pi}{2}$.

După cum rezultă din diagrama f.e.m. (fig. 3-35), dacă ţinem seama de sensul de rotire al vectorilor, fluxul Φ_0 este decalat înaintea fluxului Φ. Prin urmare, *cînd maşina sincronă funcţionează ca generator polii reali ai inductorului antrenează după ei polii fictivi ai fluxului învîrtitor rezultant.* Vom vedea că în funcţionarea maşinii ca motor sincron lucrurile se petrec invers: polii fictivi ai fluxului Φ antrenează după ei polii reali ai rotorului.

Deoarece frecvenţa reţelei este constantă, rezultă că fluxul rezultant Φ se roteşte cu o viteză constantă $n = \frac{60 f}{p}$. Pentru a urmări deplasarea relativă între cele două fluxuri, putem considera că fluxul Φ este fix în spaţiu şi raporta la el toate deplasările relative ale rotorului, deci ale fluxului inductor Φ_0.

Dacă mărim cuplul motor M_1 al maşinii primare (acţionînd asupra admisiei acestei maşini), rotorul va accelera, unghiul θ va creşte şi odată cu el va creşte şi puterea maşinii (fig. 3-36). Creşterea unghiului θ continuă pînă cînd cuplul de frînare a generatorului $M_0 + M$ devine egal cu noul cuplu motor M_1. După aceasta alternatorul continuă să funcţioneze cu aceeaşi viteză sincronă ca şi fluxul învîrtitor statoric, dar decalat de acesta cu noul unghi θ, deci cu o sarcină mai mare. Prin urmare, încărcarea generatorului sincron se face acţionînd asupra cuplului M_1 al motorului său primar, adică asupra fluidului motor al acestuia.

Din relaţia (3-23) şi din fig. 3-36 se vede că facultatea generatorului sincron de a-şi mări puterea electromagnetică P cu unghiul θ nu este aceeaşi pentru diversele valori ale acestui unghi, corespunzătoare regimului stabil de funcţionare; ea este maximă pentru $\theta = 0$, cînd $P = 0$, devenind zero pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$, cînd $P = P_m$.

Se numeşte *putere sincronizantă* şi se notează cu P_s, variaţia puterii electromagnetice P, corespunzătoare unităţii unghiului θ. Prin urmare

$$P_s = \frac{d P}{d \theta},$$

sau, ţinînd seama de relaţia (3-23),

$$P_s = m U \frac{E_0}{x} \cos \theta .$$

Puterea sincronizantă este proporţională cu $\cos \theta$ (fig. 3-36). Împărţind puterea sincronizantă cu viteza unghiulară sincronă Ω, se obţine cuplul sincronizant M_s al maşinii.

Puterea şi cuplul sincronizant sînt maxime pentru $\theta = 0$, şi nule pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$. Maşinile sincrone funcţionează stabil numai pentru valorile pozitive ale puterii, respectiv ale cuplului lor sincronizant.

3-10. Curbele în V ale generatorului sincron

Variația curentului de excitație joacă un rol important în mersul în paralel al generatoarelor sincrone. Vom studia cazul cînd generatorul debitează pe barele unei centrale a cărei tensiune U și frecvență f sînt constante. Pentru aceasta, ne vom servi de diagrama vectorială simplificată a f.e.m. a mașinii, luînd ca origine de fază tensiunea constantă U.

Construim întîi diagrama vectorială (fig. 3-38) pentru un curent I în

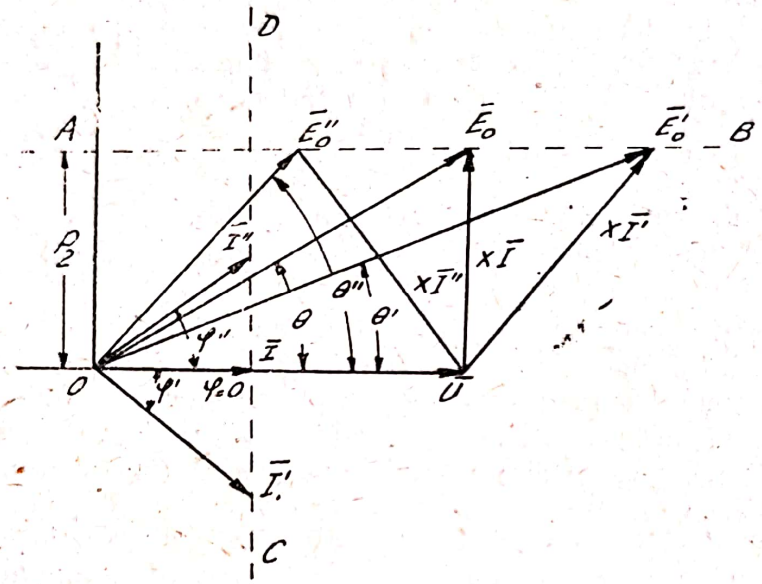


Fig. 3-38. Diagramele vectoriale ale generatorului sincron pentru $P_2 = \text{const}$ și i_e variabil

fază cu tensiúnea la borne U, deci pentru cos $\varphi = 1$. Proiecția f.e.m. E_0 pe axa ordonatelor este dată de segmentul

$$OA = E_0 \sin \theta \cdot$$

La o valoare constantă a tensiunii U și a reactanței sincrone x (se presupune mașina nesaturată), proiecția OA este proporțională cu puterea debitată de generator, care, după cum am arătat în paragraful precedent, poate fi pusă sub forma

$$P_2 = m U \frac{E_0}{x} \sin \theta \cdot \qquad (3\text{-}24)$$

Prin urmare, dacă menținem constantă puterea utilă P_2 a mașinii și variem excitația, va varia mărimea f.e.m. E_0, dar cum proiecția ei pe axa ordonatelor trebuie să rămînă constantă și egală cu OA, rezultă că vîrful vectorului E_0 va aluneca de-a lungul dreptei AB, paralelă cu U. Cu alte cuvinte, dreapta AB este locul geometric al vîrfului vectorului E_0.

Excitația corespunzătoare f.e.m. E_0 pentru care cos $\varphi = 1$ se numește *excitație optimă*. Dacă mărim excitația mașinii peste valoarea sa optimă, adică dacă generatorul este supraexcitat, f.e.m. a mașinii se va mări, de pildă, la valoarea E'_0, și mașina va debita un curent inductiv I', decalat în întîrziere cu unghiul φ'. Dacă, din contră, micșorăm excitația sub valoarea

optimă, adică subexcităm maşina, f.e.m. se va micşora, de pildă, la valoarea E_0'' şi maşina va debita un curent capacitiv I'', decalat în avans cu unghiul φ''.

Deoarece curentul de sarcină I este totdeauna în întîrziere cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de vectorul xI, şi componenta sa wattată este tot timpul constantă ($I\cos\varphi = \text{const}$, căci $P_2 = mUI\cos\varphi = \text{const}$), rezultă că, atunci cînd excitaţia variază, vîrful vectorului I alunecă pe dreapta CD, perpendiculară pe direcţia tensiunii U. Odată cu sarcina I variază şi decalajul φ dintre I şi tensiunea U.

Cu ajutorul acestei diagrame se poate determina relaţia dintre curentul debitat de generator şi curentul de excitaţie, precum şi relaţia dintre $\cos\varphi$ şi curentul de excitaţie, adică se pot construi curbele $I = f(i_e)$ şi $\cos\varphi = f(i_e)$, pentru $U = \text{const}$ şi $P_2 = \text{const}$ (fig. 3-39). Din cauza formei lor, aceste curbe poartă numele de *curbele în V* ale generatorului sincron (curba $\cos\varphi = f(i_e)$ are forma unui V răsturnat).

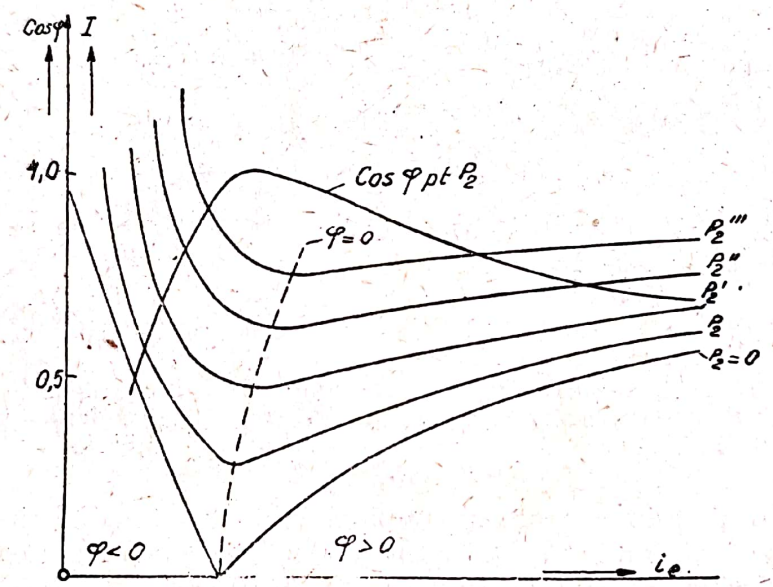


Fig. 3-39. Curbele V ale generatorului sincron

Trebuie să reţinem că generatorul sincron supraexcitat produce un curent inductiv, deci debitează în reţea energie inductivă (magnetizantă), iar subexcitat produce un curent capacitiv, deci absoarbe din reţea energia inductivă necesară pentru a completa excitaţia sa proprie, deficitară.

Dacă, acţionînd asupra admisiei motorului primar, variem cuplul M, vom varia puterea utilă P_2 şi, odată cu ea, mărimea segmentului OA din fig. 3-38. Urmează că pentru fiecare valoare a sarcinii maşinii vom avea cîte o pereche de curbe în V, curba curentului şi curba factorului de putere. În fig. 3-39 sînt reprezentate curbele în V ale unui generator sincron pentru diverse valori ale puterii P_2.

3-11. Funcţionarea motorului sincron

Ca orice maşină electrică, maşinile sincrone sînt reversibile, ele putînd funcţiona atît ca generator, cît şi ca motor, după cum le alimentăm cu energie mecanică sau cu energie electrică. Această reversibilitate am arătat-o, în treacăt, în paragraful 3-9.

Funcționarea mașinii sincrone ca motor se explică precum urmează: Să presupunem un generator sincron cuplat la o rețea electrică alimentată de mai multe alternatoare (reprezentat simbolic în fig. 3-40 *a*), pe care îl descărcăm de sarcină. Prin descărcarea generatorului, unghiul θ se micșorează. Cînd $P = 0$, unghiul $\theta = 0$ și avem situația din fig. 3-40 *b*, cînd generatorul, funcționînd în gol, nu mai ia de la motorul său primar decît puterea necesară acoperirii pierderilor de mers în gol. Dacă desfacem legă-

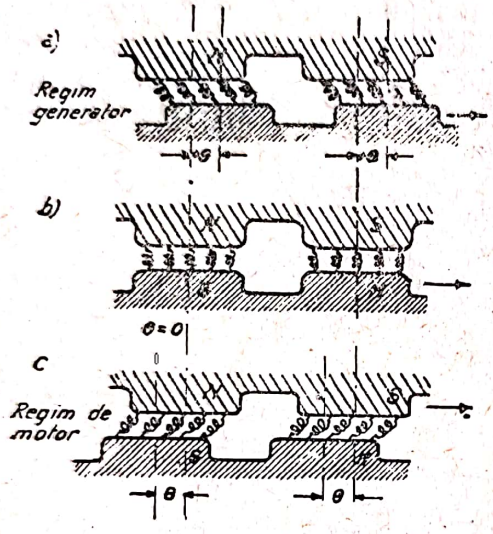


Fig. 3-40. Trecerea mașinii sincrone de la regimul de generator la cel de motor

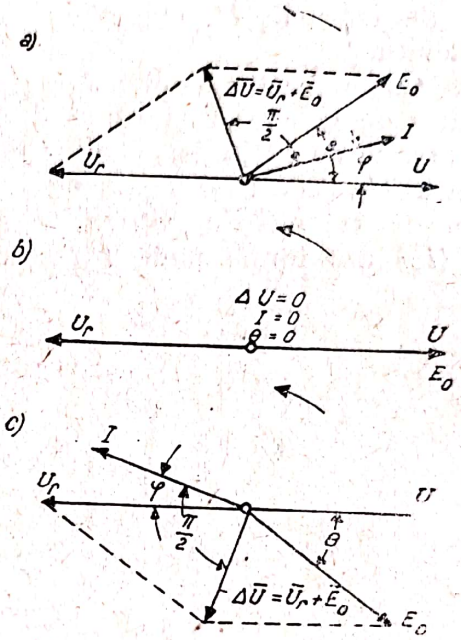


Fig. 3-41. Diagramele vectoriale ale trecerii mașinii sincrone de la regimul de generator la cel de motor

tura cu motorul primar, rotorul rămîne în urma fluxului învîrtitor rezultant Φ și mașina continuă să se învîrtească, trecînd în regim de motor. Unghiul θ devine negativ și se mărește în valoare absolută, cu atît mai mult, cu cît puterea utilă cerută motorului este mai mare (fig. 3-40 *c*). Între rotor și stator apare aceeași acțiune electromagnetică ca și în cazul generatorului, care poate fi asemuită unor resorturi elastice care leagă polii fictivi ai fluxului rezultant în stator de polii reali ai rotorului; și aci aceste resorturi sînt cu atît mai întinse, cu cît unghiul θ este mai mare, cu singura deosebire că în acest caz *coroana de poli fictivi ai fluxului rezultant antrenează după sine coroana de poli reali ai rotorului.*

Odată cu schimbarea semnului lui θ, se schimbă și semnul puterii electrice [relația (3-23) și fig. 3-36], care din putere produsă devine putere absorbită.

În fig. 3-41 am reprezentat diagramele de funcționare ale mașinii sincrone în regim de generator sincron (fig. 3-41 *a*), în regim de generator în gol (fig. 3-41 *b*) și în regim de motor sincron în sarcină (fig. 3-41 *c*), regimuri corespunzătoare pozițiilor *a*, *b* și *c* ale rotorului față de fluxul statoric învîrtitor, redate în fig. 3-40.

În diagramele de mai sus, E_0 reprezintă f.e.m. de mers în gol, dată de fluxul inductor Φ_0; U tensiunea *produsă* de mașină la bornele sale; U_r

tensiunea reţelei *aplicată* maşinii, egală şi în opoziţie cu tensiunea U pe care o echilibrează $(\overline{U}_r + \overline{U} = 0)$, I curentul de sarcină al maşinii. Excitaţia maşinii a fost presupusă constantă, şi anume aceea pentru care $E_0 = U$.

Oricare ar fi regimul de funcţionare, curentul I este dat în mărimi complexe de relaţia

$$\overline{I} = \frac{\overline{U}_r + \overline{E}_0}{\overline{z}} = \frac{\Delta \overline{U}}{\overline{z}} ,$$

în care $\overline{z}$ este impedanţa înfăşurării statorice a motorului ($\overline{z} = r + jx$, r fiind rezistenţa activă şi x reactanţa sincronă).

Dacă neglijăm rezistenţa r, curentul I este decalat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii ΔU.

În fig. 3-41 *a*, curentul I este decalat cu unghiul φ capacitiv faţă de tensiunea produsă U şi este un curent produs, iar unghiul θ este pozitiv. În fig. 3-41 *b* curentul este egal cu zero, căci $E_0 = -U_r$, şi $\theta = 0$. În fig. 3-41 *c* decalajul θ este negativ şi curentul I este decalat cu unghiul φ inductiv faţă de tensiunea U_r aplicată maşinii (tensiunea reţelei).

3-12. Puterile şi cuplul motorului sincron

Vom nota cu P_1 puterea electrică absorbită de motor din reţea. Puterea electromagnetică este dată de relaţia

$$P = P_1 - p_{Cu} , \qquad (3\text{-}25)$$

în care p_{Cu} reprezintă pierderile în înfăşurarea statorului.

Puterea P face faţă puterii utile P_2, care este o putere mecanică, şi pierderile de mers în gol $p_0 = p_M + p_{Fe}$. Deci

$$P = P_2 + p_0 = P_2 + p_M + p_{Fe} , \qquad (3\text{-}26)$$

de unde

$$P_2 = P - (p_M + p_{Fe}) . \qquad (3\text{-}27)$$

Dacă împărţim relaţia (3-26) prin $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$, obţinem ecuaţia cuplurilor motorului sincron

$$M = M_2 + M_0 , \qquad (3\text{-}28)$$

în care, la fel ca la motoarele de curent continuu, M reprezintă cuplul electromagnetic al motorului sincron, M_2 este cuplul util, disponibil la arborele motorului, iar M_0 este cuplul de mers în gol, corespunzător pierderilor mecanice şi magnetice. Cuplul M_2 este echilibrat de cuplul de frînare util al maşinii antrenate de motor, iar cuplul M_0 este echilibrat de cuplul de frînare la mersul în gol.

Prin acelaşi raţionament ca şi la generatorul sincron, dacă neglijăm pierderile în cuprul statoric şi ţinem seama că unghiul θ este negativ, avem pentru puterea electromagnetică a motorului sincron

$$P = P_1 = m U \frac{E_0}{x} \sin(-\theta) = -m U \frac{E_0}{x} \sin\theta , \qquad (3\text{-}29)$$

iar pentru cuplul său electromagnetic

$$M = m\,U\,\frac{E_o}{x\,\Omega}\,\sin\,(-\theta) = -\,m\,U\,\frac{E_o}{x\,\Omega}\,\sin\theta\ . \qquad (3\text{-}30)$$

După cum era de așteptat, și după cum rezultă și din fig. 3-37 și 3-40 c, puterea și cuplul electromagnetic al mașinii sincrone funcționînd ca motor sînt de sens contrar puterii și cuplului mașinii în regim generator. Sensul cuplului electromagnetic al motorului este același cu sensul de rotație al mașinii, deci acest cuplu constituie chiar cuplul motor al mașinii, în timp ce la funcționarea mașinii ca generator, cuplul electromagnetic acționează contrar sensului de rotație al mașinii, prin urmare el este un cuplu de frînare.

Dacă ținem seama că $U = -U_r$, relațiile de mai sus ale puterii și cuplului sînt

$$P = m\,U_r\,\frac{E_o}{x}\,\sin\theta\ ,$$

și

$$M = m\,U_r\,\frac{E_o}{x\,\Omega}\,\sin\theta\ .$$

Pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$ se obține cuplul electromagnetic maxim al motorului sincron

$$M_{max} = m\,U_r\,\frac{E_0}{x\,\Omega}\ . \qquad (3\text{-}31)$$

Pentru valori ale lui θ mai mari de $\frac{\pi}{2}$ cuplul scade și se anulează pentru $\theta = \pi$.

Cuplul maxim al motorului sincron, dat de relația (3-31), poartă numele de *cuplul de răsturnare* al motorului. Motorul lucrează stabil numai atîta timp cît cuplul său rezistent $M_2 + M_0$ (cuplul sarcinei și cuplul de frînare al mersului în gol) nu provocă o deplasare a rotorului cu un unghi θ mai mare de $\frac{\pi}{2}$. Prin urmare, punctul de funcționare al mașinii trebuie să se găsească pe porțiunea îngroșată a curbei din fig. 3-36. Pe această porțiune, prin mărirea lui θ, provocată de mărirea cuplului sarcinii, se mărește cuplul motor pînă ce echilibrează noul cuplu rezistent. Dincolo de $\theta = \frac{\pi}{2}$, la o mărime a cuplului sarcinii, mărirea corespunzătoare a lui θ antrenează o micșorare a cuplului motor și mașina iese din sincronism (se desprinde). Deci dincolo de $\theta = \frac{\pi}{2}$, funcționarea mașinii este instabilă.

Pentru a asigura stabilitatea funcționării motorului la șocuri brusce ale sarcinii, valoarea nominală a cuplului motoarelor sincrone, folosite în acționări mecanice, trebuie să fie sensibil mai mică decît cuplul lor de răsturnare. În consecință, la sarcina nominală a acestor motoare, unghiul θ nu trece, în mod normal, de 20°.

Raportul

$$k_M = \frac{M_m}{M_n},$$

dintre cuplul maxim și cel nominal, caracterizează facultatea de supraîncărcare a motorului sincron și poartă numele de *factor de supraîncărcare*. De regulă, $k_M = 2\text{-}3$.

3-14. Curbele în V ale motorului sincron
Funcționarea motorului ca compensator sincron

Cu ajutorul diagramei vectoriale simplificate din fig. 3-42 se pot construi curbele în V ale motorului sincron [$I = f(i_e)$ și $\cos\varphi = f(i_e)$] pentru $M = \text{const}$, $U_r = \text{const}$ și $f = \text{const}$, așa cum s-a procedat și în cazul ma-

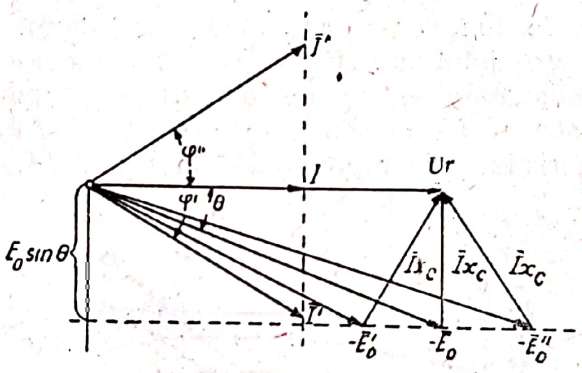


Fig. 3-42. Diagramele vectoriale ale motorului sincron pentru $M = \text{const}$. și i_e variabil

șinii funcționînd ca generator (paragraf. 3-10). Aceste curbe sînt reprezentate în fig. 3-43.

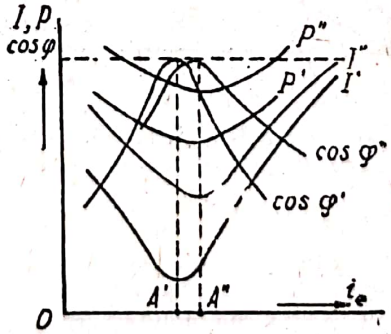


Fig. 3-43. Curbele în V ale motorului sincron

În figură sînt trasate și curbele P_1 (puterea absorbită de motor din rețea) în funcție de curentul de excitație, care prezintă tot forma unui V.

Curbele I', cos φ' şi P' din figură se referă la funcţionarea motorului la o sarcină redusă, iar I'', cos φ'' şi P'', la plină sarcină.

Abscisele OA' şi OA'' reprezintă excitaţiile optime în cele două cazuri de încărcare. La stînga verticalei care trece prin punctul de excitaţie optimă respectiv se găseşte zona funcţionării inductive iar la dreapta, zona funcţionării capacitive corespunzătoare sarcinii date.

În zona funcţionării capacitive (cînd maşina este supraexcitată) motorul furnizează reţelei energie inductivă, deci el se comportă ca un *generator de energie inductivă*. În zona funcţionării inductive (cînd maşina este subexcitată) motorul absoarbe din reţea energia inductivă deficitară, deci se comportă ca *un receptor de energie inductivă*.

Proprietatea motorului sincron supraexcitat de a produce energie inductivă (curent inductiv) este folosită pentru ameliorarea factorului de putere al instalaţiilor electrice (vezi vol. I, par. 9-16). În acest caz, motorul se numeşte *compensator sincron*.

3-15. Caracteristicele de funcţionare ale motorului sincron

Caracteristicile de funcţionare ale motorului sincron reprezintă relaţiile grafice dntre viteza n, cuplul util M_2, cuplul electromagnetic M, factorul de putere cos φ şi randamentul η, pe de o parte, şi puterea utilă P_2 la arborele maşinii, pentru $U_r = \text{const}$, $i_e = \text{const}$ şi $f = \text{const}$, pe de altă parte. Aceste caracteristici sînt reprezentate în fig. 3-44.

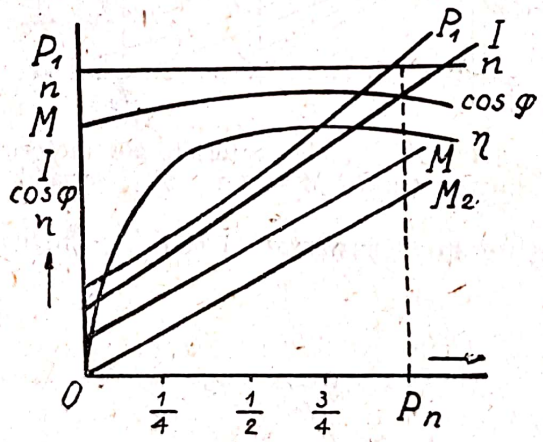


Fig. 3-44. Caracteristicile de funcţionare ale motorului sincron

Exemplul 3-1. Un atelier este prevăzut cu motoare asincrone care consumă o putere medie, pe grupe de motoare, dată în tabela de mai jos, care cuprinde şi factorul de putere corespunzător puterilor medii ale motoarelor.

În atelier este necesară instalarea unui nou motor de 36 kW. În acest scop, se hotărăşte folosirea unui motor sincron, cu care să se facă, în acelaşi timp, şi compensarea parţială a energiei reactive consumate de motoarele asincrone, aşa fel încît factorul putere al întregii instalaţii să fie ridicat la 0,94.

Se cere: *a*) factorul de putere al întregii instalaţii înainte de folosirea motorului sincron şi *b*) puterea aparentă a motorului sincron, randamentul său fiind $\eta = 0{,}86$.

Soluția: a) Se calculează, mai întîi, puterea activă și cea reactivă consumată de motoarele asincrone. Rezultatele calculului sînt trecute în tabela de mai jos.

Grupa de motoare	Nr. de motoare	Puterea medie în kW	Factorul de putere cos φ	tg φ	Puterea activă P în kW	Puterea reactivă $Q = P \cdot \operatorname{tg} \varphi$ în kVAR
1	20	0,6	0,6	1,333	12	16
2	6	0,8	0,65	1,168	4,8	5,6
3	10	1	0,7	1,02	10	10,2
4	6	2	0,65	1,168	12	14
5	2	4,1	0,707	1	8,2	8,2

Rezultă că puterea totală activă (însumarea coloanei 6) și puterea totală reactivă (însumarea coloanei 7) consumată de motoarele asincrone este

$$P = 47 \text{ kW}; \quad Q = 54 \text{ kVAR} \cdot$$

Factorul de putere al întregii instalații rezultă din

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} = \frac{54}{47} = 1{,}15;$$

deci

$$\cos \varphi = 0{,}649 \cdot$$

b) Puterea activă consumată de motorul sincron este $P_s = \frac{36}{\eta} = \frac{36}{0{,}86} =$ $= 41{,}9$ kW. Prin instalarea motorului sincron, puterea activă a instalației devine

$$P' = P + P_s = 47 + 41{,}9 = 88{,}9 \text{ kW},$$

iar puterea reactivă

$$Q' = Q + Q_s = 54 + Q_s \cdot$$

Factorul de putere după compensare avînd valoarea $\cos \varphi_c = 0{,}94$, deci $\operatorname{tg} \varphi_c = 0{,}364$, vom avea

$$\operatorname{tg} \varphi_c = \frac{Q'}{P'} = \frac{54 + Q_s}{88{,}9} = 0{,}364,$$

de unde

$$Q_s = 88{,}9 \cdot 0{,}364 - 54 = 32{,}36 - 54 = -21{,}64 \text{ kVAR} \cdot$$

Scanned with OKEN Scanner

În consecință, puterea aparentă consumată de motorul sincron este

$$S_s = \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} = \sqrt{41{,}9^2 + 21{,}64^2} = 47{,}15 \text{ kVA} \cdot$$

Motorul sincron trebuie să funcționeze supraexcitat, cu un curent de excitație pentru care factorul de putere pe curba în V respectivă este

$$\cos\varphi = \frac{P_s}{S_s} = \frac{41{,}9}{47{,}15} = 0{,}89 \text{ capacitiv},$$

3-16. Pornirea motorului sincron

Principiul de funcționare a motorului sincron și relația (3-30) a cuplului său ne arată că la motorul în repaus, supus tensiunii rețelei și având rotorul excitat, cuplul electromagnetic este zero (căci n fiind zero, $E_0 = 0$) și că acest cuplu apare numai cînd motorul se învîrtește la viteza de sincronism, adică atunci cînd între fluxul învîrtitor rezultant și polii rotorului se stabilește un unghi $\theta = \text{const}$, cuprins între 0 și $\frac{\pi}{2}$. Rezultă că pentru a fi pornit, orice motor sincron trebuie adus mai întîi la viteza de sincronism, și în acest scop se utilizează diverse metode.

Metoda de pornire cea mai întrebuințată este *pornirea în asincron* (vezi cap. IV). Pentru aceasta se utilizează o înfășurare suplimentară rotorică, confecționată din bare de cupru introduse în crestături amenajate în piesele polare ale rotorului. În părțile frontale ale mașinii, aceste bare se unesc cu ajutorul unor jumătăți de inel sau a unor inele întregi, obținîndu-se astfel un fel de colivie asemănătoare coliviei motorului asincron în scurtcircuit și mașina sincronă se comportă la pornirea în asincron ca un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit (vezi paragraf. 4-1).

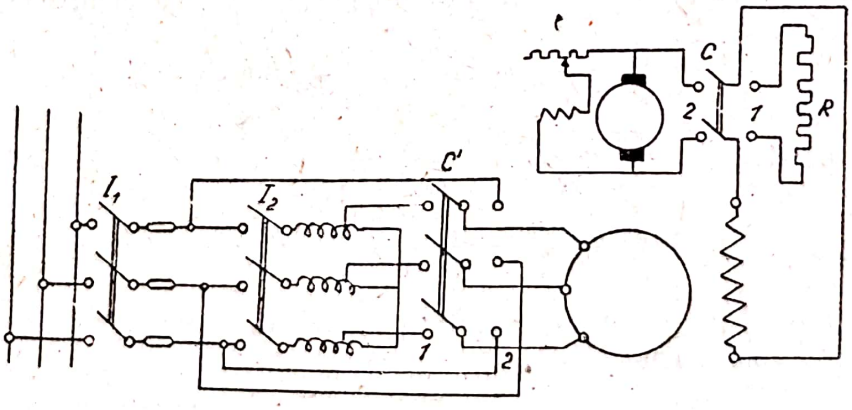


Fig. 3-45. Pornirea în asincron a motorului sincron

Pornirea se face conform schemei de montaj reprezentată în fig. 3-45, aplicîndu-se motorului o tensiune redusă printr-un autotransformator (se închid întrerupătorii I_1 și I_2 și comutatorul C' se pune pe poziția *1*).

În timpul pornirii motorului, înfăşurarea de excitaţie a rotorului său este închisă pe o rezistenţă ohmică R (comutatorul C în poziţia *1)* a cărei valoare este aproximativ de 10 ori mai mare decît rezistenţa ohmică a înfăşurării rotorice însăşi. Dacă nu s-ar lua această măsură de precauţie şi bobinajul excitaţiei ar rămîne întrerupt, în momentul pornirii, cînd cîmpul învîrtitor statoric ar avea faţă de rotor o viteză egală cu cea de sincronism $\left(n = \frac{60\,f}{p}\right)$, din cauza numărului mare de spire ale înfăşurării rotorice s-ar induce în această înfăşurare o f.e.m. ridicată, care poate atinge uneori 5-10 000 volţi, deci extrem de periculoasă atît pentru motor, prin riscul străpungerii izolaţiei, cît şi pentru personalul de deservire. Rezistenţa R mai serveşte, atunci cînd motorul este pornit în asincron, pentru întărirea cuplului de pornire (vezi paragraf. 4-10).

După ce motorul, odată pornit, atinge o viteză egală aproximativ cu 95% din viteza de sincronism, se trece comutatorul C pe poziţia *2,* bobinajul excitaţiei este alimentat cu curent continuu şi rotorul, după cîteva oscilaţii, intră în sincronism. După aceasta, se aplică motorului întreaga tensiune a reţelei (prin trecerea comutatorului C' pe poziţia *2* şi deschiderea întrerupătorului I_2) şi motorul intră în regim normal de funcţionare.

În regimul pornirii în asincron, caracteristicele de pornire ale motoarelor sincrone sînt aceleaşi ca şi ale motoarelor asincrone în scurtcircuit şi depind de rezistenţa de pornire R folosită în circuitul înfăşurării de excitaţie.

3-17. Pierderile şi randamentul maşinilor sincrone

Ca în orice maşină electrică rotativă, în funcţionarea maşinii sincrone apar următoarele pierderi: *pierderi mecanice* p_M şi *pierderi în fier* p_{Fe}, care împreună dau *pierderile în gol* ale maşinii p_0 (pierderile p_M şi p_{Fe} păstrează aceleaşi valori în sarcină ca şi în gol); *pierderi în cuprul statorului* p_{Cu}, care la maşinile trifazate sînt egale cu $3\,rI^2$, *pierderi suplimentare* p_s şi *pierderi de excitaţie* $p_e = U_e\,i_e$.

Randamentul generatorului sincron trifazat este dat de relaţia

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} = \frac{P_2}{P_2 + p_M + p_{Fe} + p_{Cu} + p_s + p_e} = \frac{3\,UI\cos\varphi}{3\,UI\cos\varphi + p_0 + 3\,rI^2 + p_s + U_e\,i_e}, \tag{3-32}$$

care pentru motorul sincron trifazat ia forma

$$\eta = \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1} = \frac{P_1 - (p_M + p_{Fe} + p_{Cu} + p_s + U_e\,i_e}{P_1} = \frac{3\,UI\cos\varphi - (p_0 + 3\,rI^2 + p_s + U_e\,i_e)}{3\,UI\cos\varphi}. \tag{3-33}$$

Pierderile p_0 se determină din încercarea de mers în gol. Curentul de excitaţie i_e corespunde, pe caracteristica în gol, t.e.m. necesare pentru a da, la sarcina respectivă, tensiunea U constantă la borne. Determinarea

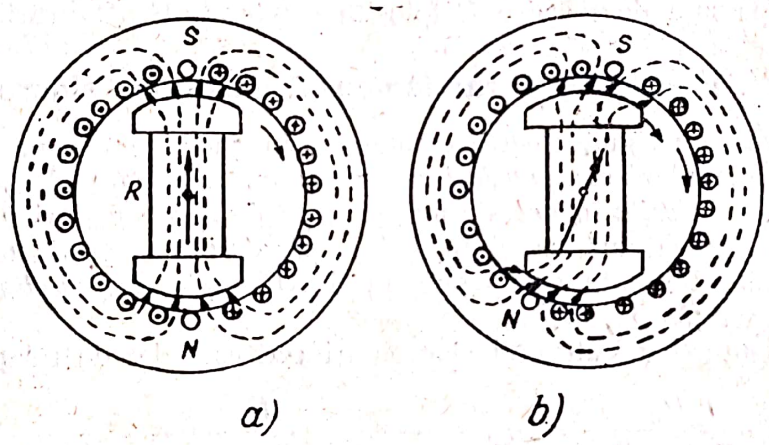
acestei f.e.m. se face cu diagrama f.e.m. Pierderile suplimentare se determină conform celor indicate de STAS - 1893.

Randamentul optim al mașinilor sincrone variază, după puterea și tensiunea mașinii, între 0,86-0,97.

3-18. Motorul sincron reactiv

Motorul sincron normal necesită prezența unei mașini excitatoare sau a unei surse de c. c. care să asigure furnizarea curentului continuu consumat de înfășurarea sa de excitație. Este evident că pe măsură ce puterea motorului este mai mică, prezența unei asemenea mașini excitatoare sau a unui dispozitiv care să asigure furnizarea curentului continuu devine din ce în ce mai oneroasă. Pentru acest motiv, motoarele sincrone de puteri mici și foarte mici se fac fără excitatoare și fără circuit de excitație. Un asemenea motor sincron se numește *motor sincron reactiv*.

Motoarele sincrone reactive (fig. 3-46) dispun de un stator la fel ca al unui motor sincron normal, înzestrat cu o înfășurare trifazată. Rotorul este prevăzut cu o coroană de poli aparenți, lipsiți de înfășurare de excitație. Numărul acestor poli corespunde celui al înfășurării statorice. În fig. 3-46 este reprezentat, pentru simplificare, un motor sincron reactiv bipolar:



a) b)

Fig. 3-46 Principiul funcționării motorului sincron reactiv

Funcționarea motorului reactiv are loc precum urmează:

Prin alimentarea înfășurării statorice cu un curent trifazat ia naștere un cîmp învîrtitor, ca în orice mașină sincronă. Liniile de forță ale acestui cîmp se închid pe calea de reluctanță minimă, adică de-a lungul axelor polilor rotorului. Să presupunem că la un moment dat axul cîmpului învîrtitor coincide cu axul polilor rotorului (fig. 3-46 a). În această poziție, lungimea liniilor de forță ale cîmpului învîrtitor este minimă. În momentul următor, cîmpul învîrtitor rotindu-se cu un unghi oarecare (fig. 3-46 b), lungimea liniilor de forță se mărește și odată cu ele, reluctanța circuitului magnetic. Datorită tendinței de a se scurta a liniilor de forță, care se comportă asemenea unor resorturi întinse, sau, ceea ce este același lucru, datorită tendinței polilor de a se așeza, în raport cu cîmpul învîrtitor al înfășurării

statorului, astfel încît reluctanța să fie minimă, coroana de poli a rotorului este antrenată de coroana de poli fictivi a statorului cu viteza de sincronism.

$$n = \frac{60\,f}{p}\ .$$

Cuplul maxim al motorului reactiv este de cca 25-35% din cuplul maxim al unui motor sincron normal de aceleași dimensiuni, al cărui rotor ar fi alimentat cu curentul de excitație optim ($\cos\varphi = 1$). Acest cuplu maxim al motorului reactiv are loc pentru un decalaj ϑ, între axele cîmpului învîrtitor și cele ale polilor rotorului, egal cu $\frac{\pi}{4}$, față de decalajul $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ al motorului sincron obișnuit (fig. 3-36).

Neajunsurile mai importante ale motoarelor reactive sînt valorile reduse ale factorului de putere ($\cos\varphi \approx 0{,}5$) și randamentul lor, mai mic cu 15-20% decît al motoarelor sincrone de aceeași putere.

Motoarele reactive se întrebuințează curent în instalațiile de automatizare, de telemecanică, în cinematografia sonoră etc., și, în general, oriunde se cere o putere mică și o viteză de rotație riguros constantă. Puterea motoarelor trifazate se limitează la 1-2 kW, a celor monofazate, de la cîțiva zeci pînă la cîteva sute de wați.

În fig. 3-47 este reprezentat schematic motorul reactiv monofazat utilizat pentru antrenarea mecanismelor de ceasornice, ale aparatelor de înregistrare etc. Statorul acestui motor este prevăzut cu poli aparenți tăiați în lung (poli despicați), a căror excitație este alimentată în curent alternativ

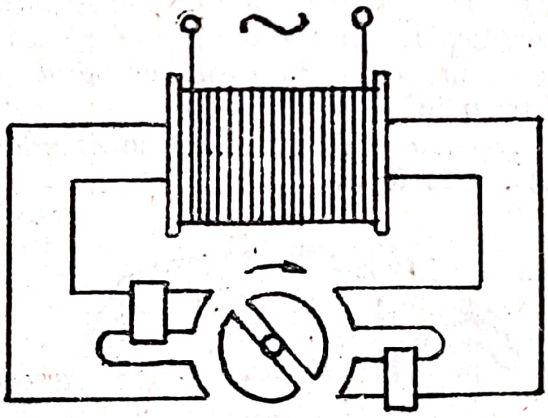


Fig. 3-47. Schema principală a motorului reactiv monofazat

monofazat. Pe jumătatea fiecărui pol este fixat un inel de cupru, care îndeplinește rolul înfășurării secundare, legate în scurtcircuit, a unei transformator. Fluxul creat de curentul care apare în inel produce o decalare de aproape 90^0 a fluxului rezultant din jumătatea de pol care conține inelul față de fluxul din cealaltă jumătate de pol. Se produce, în acest fel, un flux învîrtitor, care antrenează polii aparenți ai rotorului.

Pornirea motoarelor reactive se face numai în asincron.

CAPITOLUL IV

MOTOARE ASINCRONE

4-1. Considerațiuni generale și principii constructive

Datorită construcției lor simple și robuste, ușurinței de manipulare și de întreținere și calităților electromecanice care le fac apte unor numeroase aplicații, motoarele asincrone sînt cele mai răspîndite mașini electrice.

Motoarele asincrone pot fi monofazate sau polifazate. Cele mai răspîndite sînt motoarele trifazate.

Primul motor trifazat a fost construit în 1889 de inginerul rus *M. O. Dolivo-Dobrovolski*.

Statorul motorului asincron trifazat este identic cu statorul unui alternator sau al unui motor sincron. El este format dintr-un corp cilindric confecționat din tole de fier de 0,5 mm grosime și prevăzut, pe partea sa interioară, cu crestături axiale. În crestături se plasează o înfășurare trifazată ale cărei capete sînt scoase la cutia de borne a mașinii, unde sînt legate în stea sau în triunghi.

Corpul cilindric al statorului este fixat în interiorul unei carcase de fontă, sau de fier turnat sau forjat.

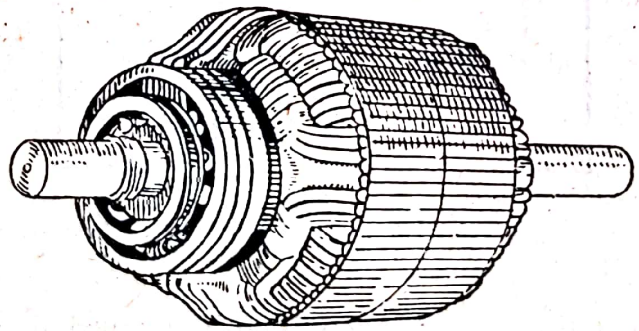


Fig. 4-1. Rotorul bobinat al unui motor asincron

Rotorul motorului asincron este format dintr-un cilindru de tole fixat pe arborele mașinii direct sau prin intermediul unui butuc. Cilindrul este prevăzut cu crestături longitudinale, în care este plasată o înfășurare de același număr de poli ca și a statorului. Capetele libere ale celor trei faze rotorice sînt legate la trei inele colectoare, fixate pe arbore și izolate

Scanned with OKEN Scanner

atît între ele cît și față de arbore. Circuitul electric al rotorului poate fi închis pe rezistențele unui reostat de pornire, prin intermediul unor perii aplicate pe inele, sau poate fi scurtcircuitat. Construcția aceasta a rotorului poartă numele de *rotor bobinat* sau *rotor cu inele colectoare* (fig. 4-1).

Uneori motoarele asincrone cu rotorul cu inele colectoare sînt prevăzute cu un dispozitiv mecanic care permite ca după punerea motorului în funcțiune, capetele înfășurărilor scoase la inele să fie puse în scurtcircuit și, în același timp, pentru a reduce uzura și pierderile prin frecare, periile să fie ridicate de pe inele.

În fig. 4-2 este redată secțiunea longitudinală a unui motor asincron cu rotorul cu inele și ridicător de perii.

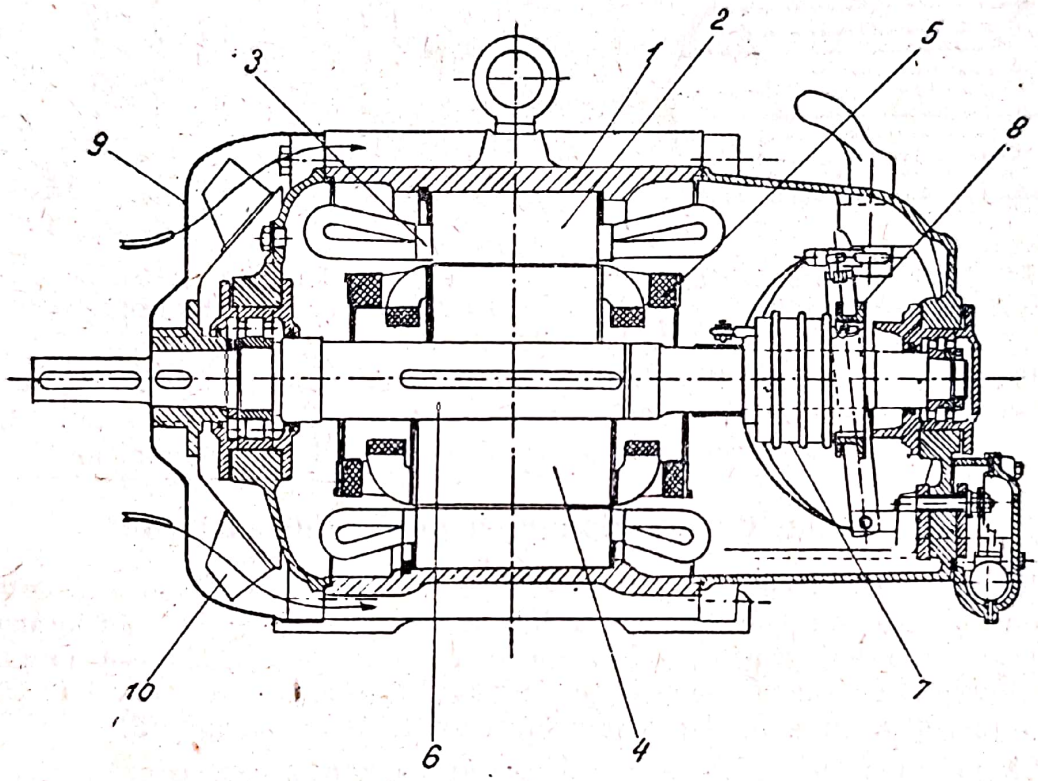


Fig. 4-2. Secțiune longitudinală printr-un motor asincron cu rotorul bobinat: 1 — carcasa statorului; 2 — miezul statorului; 3 — înfășurarea statorului; 4 — miezul rotorului; 5 — înfășurarea rotorului; 6 — arborele; 7 — inelele colectoare; 8 — dispozitivul de scurtcircuitare a inelelor și de ridicare a periilor; 9 — scut; 10 — ventilator

O altă construcție foarte răspîndită a rotorului motorului asincron este aceea cu înfășurarea în formă de colivie (fig. 4-3). În această construcție, înfășurarea rotorică constă dintr-o serie de bare de cupru sau de aluminiu așezate neizolat în crestăturile rotorului și legate între ele la capete prin două inele metalice frontale, care le scurtcircuitează. O înfășurare în colivie echivalează cu o înfășurare polifazată avînd $m = \frac{N}{p}$ faze (N fiind numărul total de bare al înfășurării) și același număr de poli $2p$ ca și înfășurarea statorică.

STAS-ul 1764-50 dă motoarelor cu înfăşurarea rotorică în formă de colivie denumirea de motoare cu *rotorul în scurtcircuit*, înţelegîndu-se sub această denumire tot felul de motoare asincrone al căror rotor, lipsit de inele colectoare, are înfăşurarea legată permanent în scurtcircuit.

În fig. 4-4 este reprezentat un rotor în scurtcircuit cu înfăşurarea în colivie de aluminium, obţinută prin turnarea sub presiune a metalului direct în crestături. Prin turnare se obţine, odată cu barele din crestături, şi inelele frontale de scurtcircuitare, precum şi paletele ventilatoarelor de răcire.

Fig. 4-3. Înfăşurarea în colivie a rotorului în scurtcircuit

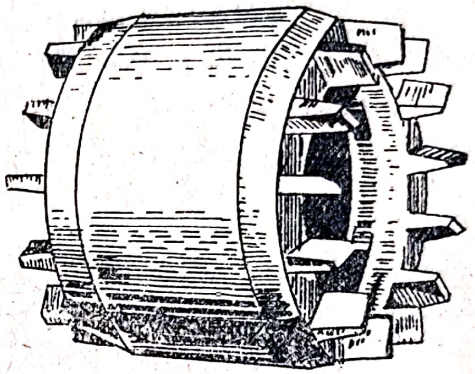


Fig. 4-4. Rotor în scurtcircuit cu colivia executată prin turnarea aluminiului

Pentru a se reduce la minimum curentul de magnetizare al motorului, întrefierul dintre stator şi rotor se face cît mai mic, şi anume între 0,25 şi 4 mm, valorile mici referindu-se la motoarele de putere mică.

4-2. Modul de funcţionare a motorului asincron

Deoarece, după cum vom arăta mai jos, teoria şi funcţionarea motorului asincron se aseamănă cu aceea a transformatorului, ca şi la transformator, parametrii statorului maşinii asincrone (care poate fi asimilat cu primarul transformatorului) vor fi notaţi cu indicele *1* iar cei ai rotorului (care poate fi asimilat cu secundarul transformatorului), cu indicele *2*.

Să presupunem că motorul se găseşte în repaus, cu circuitul rotoric deschis, şi că aplicăm statorului o tensiune trifazată U_1, de frecvenţă f_1. Conform celor arătate în paragraf. 3-4, curentul trifazat care ia naştere în circuitul statoric produce un flux învîrtitor de mărime constantă şi de viteză $n_1 = \frac{60 f_1}{p}$ rotaţii pe minut.

La fel ca la maşina sincronă, curentul din stator produce, pe lîngă acest flux învîrtitor, şi un flux magnetic pulsatoriu de scăpări Φ_{s1}, care se închide în jurul conductoarelor înfăşurării statorului fără să treacă în rotor, deci fără să înlănţuiască şi înfăşurarea rotorică.

Fluxul învîrtitor Φ al statorului induce în înfăşurarea statorică o f.e.m. E_1, decalată faţă de flux cu $\frac{\pi}{2}$ în întîrziere, a cărei valoare este dată de relaţia cunoscută

$$E_1 = 4{,}44\ k_1\ f_1\ w_1\ \Phi\ , \qquad (4\text{-}1)$$

în care k_1 este factorul de înfășurare și w_1 numărul de spire pe fază a înfășurării statorice.

La rîndul său, fluxul magnetic de scăpări Φ_{s1} induce, în înfășurarea statorului, o f.e.m. dată de relația cunoscută

$$\bar{E}_{s1} = -j\omega_1 l_1 \bar{I}_0 = -j x_1 \bar{I}_0 , \tag{4-2}$$

în care $l_1 = \frac{w_1 \Phi_{s1}}{I_1}$ este inductanța de scăpări a înfășurării statorice și I_0, curentul absorbit de motor la funcționarea în gol cu circuitul rotoric deschis.

În înfășurarea statorului se produce, prin trecerea curentului I_0, o cădere ohmică dată de relația $r_1 I_0$, în care r_1 reprezintă rezistența unei faze a statorului.

Aplicînd circuitul statoric a doua lege a lui Kirchhoff, obținem următoarea relație vectorială

$$\bar{U}_1 + \bar{E}_1 + \bar{E}_{s1} = r_1 \bar{I}_0 ,$$

din care, ținînd seama de relația (4-2), rezultă

$$\bar{U}_1 = -\bar{E}_1 + r_1 \bar{I}_0 + j x_1 \bar{I}_0 = -\bar{E}_1 + \bar{z}_1 \bar{I}_0 . \tag{4-3}$$

Am obținut astfel pentru circuitul statoric al motorului asincron o relație identică cu aceea a circuitului primar al transformatorului în gol.

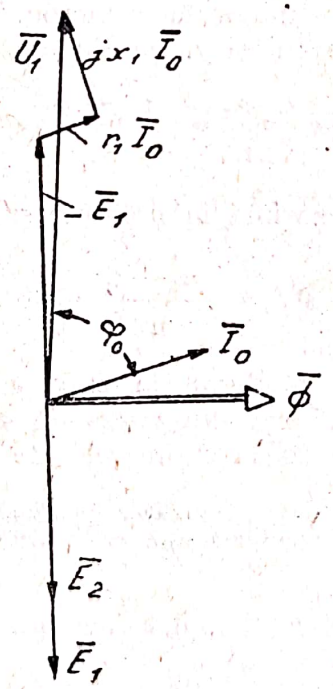


Fig. 4-5. Diagrama vectorială a motorului asincron cu înfășurarea rotorului deschisă

Fluxul învîrtitor Φ al statorului induce în înfășurarea rotorului în repaus o f.e.m. E_2, de aceeași frecvență ca și f.e.m. statorică E_1. Înfășurarea rotorului fiind deschisă, nu vom avea curent în rotor, deci nici cuplu

între cîmpul învîrtitor şi înfăşurarea rotorică şi rotorul va rămîne pe loc. Motorul se prezintă ca un transformator în gol şi diagrama sa vectorială, identică cu a transformatorului în gol, este reprezentată în fig. 4-5.

Să presupunem acum că înfăşurarea rotorului este închisă în scurtcircuit sau pe rezistenţele unui reostat de pornire. F.e.m. indusă în rotor va da naştere, în înfăşurarea acestuia, unui curent I_2. Acţiunea reciprocă dintre acest curent şi fluxul învîrtitor va produce un cuplu mecanic, sub acţiunea căruia rotorul se va învîrti în sensul de rotaţie al fluxului. *Rotorul este astfel antrenat de fluxul învîrtitor.*

4-3. Alunecare

Viteza rotorului maşinii asincrone nu poate să atingă niciodată viteza fluxului învîrtitor, căci dacă ar atinge această viteză, cîmpul învîrtitor şi circuitul rotoric indus ar păstra unul faţă de celălalt mereu aceeaşi poziţie, conductoarele rotorului nu ar mai fi tăiate de flux, în rotor nu am mai avea curenţi induşi şi, în consecinţă, ar dispare cuplul care produce învîrtirea rotorului.

Dacă notăm cu n viteza rotorului, urmează că întotdeauna $n < n_1$, n_1 fiind viteza fluxului învîrtitor.

Viteza relativă a rotorului faţă de fluxul învîrtitor, pe care o notăm cu n_2, este

$$n_2 = n_1 - n \cdot$$

Se numeşte *alunecare* a motorului asincron, şi se notează cu s, raportul dintre viteza relativă a rotorului şi viteza fluxului învîrtitor

$$s = \frac{n_2}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot \qquad (4\text{-}4)$$

Uneori alunecarea se exprimă în procente şi relaţia precedentă ia forma

$$s\% = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot 100 \, . \qquad (4\text{-}4\,a)$$

Alunecarea motoarelor moderne la sarcina lor nominală este relativ redusă, reprezentînd crica 1,5-6% din viteza de sincronism a cîmpului învîrtitor, valorile mici referindu-se la motoarele de mare putere.

Exemplul 4-1. Să se calculeze alunecarea nominală a unui motor asincron trifazat, hexapolar, a cărui viteză nominală este de $n = 970$ rot/min. Frecvenţa reţelei de alimentare este de 50 *Hz*.

Soluţia: Viteza sincronă a cîmpului învîrtitor este

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 \cdot 50}{3} = 1\,000 \text{ rot/min.}$$

Prin urmare, conform relaţiei (17-4)

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1\,000 - 970}{1\,000} = 0{,}03 \, .$$

4-4. Viteza motorului asincron şi frecvenţa curentului rotoric

Dacă se cunoaşte alunecarea, viteza rotorului în funcţie de viteză sincronă a cîmpului învîrtitor este, după cum rezultă din relaţia (4-4),

$$n = (1 - s)\ n_1. \tag{4-5}$$

Viteza relativă a rotorului faţă de fluxul învîrtitor fiind, conform relaţiei (4-4),

$$n_2 = s \cdot n_1\ ,$$

rezultă că frecvenţa f_2 a f.e.m. induse în rotor este dată de relaţia

$$f_2 = \frac{p\, n_2}{60} = \frac{p\, s\, n_1}{60} = s\, f_1\ , \tag{4-6}$$

în care f_1 este frecvenţa reţelei de alimentare şi s alunecarea maşinii.

Frecvenţa f_1 fiind constantă, rezultă că frecvenţa f.e.m. induse în rotor este proporţională cu alunecarea, prin urmare depinde de viteza n a rotorului.

În momentul pornirii, cînd rotorul se găseşte în repaus, $n = 0$, $s = 1$ şi $f_2 = f_1$. La funcţionarea motorului în gol, cînd lunecarea este foarte mică, frecvenţa curentului rotoric este de asemenea foarte mică (sub o perioadă pe secundă). Dacă viteza de rotaţie n a motorului ar atinge viteza n_1 a cîmpului învîrtitor, am avea $s = 0$ şi $f_2 = 0$.

F.e.m. indusă în rotor de fluxul învîrtitor la alunecarea s a motorului este dată de relaţia

$$E_{2(s)} = 4{,}44\, k_2\, f_2\, w_2\, \Phi = 4{,}44\, k_2\, s\, f_1\, w_2\, \Phi\ , \tag{4-7}$$

în care k_2 este factorul înfăşurării rotorice, iar w_2 numărul de spire pe fază ale rotorului.

La pornire sau cînd rotorul este împiedicat să se învîrtească, $s = 1$, $f_2 = f_1$ şi f.e.m. indusă în circuitul rotoric, pe care în acest caz particular o notăm cu E_2, are ca valoare

$$E_2 = 4{,}44\, k_2\, f_1\, w_2\, \Phi. \tag{4-8}$$

Din relaţiile (4-7) şi (4-8) rezultă că

$$E_{2(s)} = s\, E_2\ . \tag{4-9}$$

O încercare a motorului în gol, cu rotorul imobil (rotorul calat) şi cu circuitul rotoric deschis, ne dă putinţa de a determina *raportul de transformare* al maşinii asincrone, care, întocmai ca la transformator, reprezintă raportul dintre f.e.m. E_1 şi E_2. Notînd cu k_e acest raport, vom avea

$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{4{,}44\, k_1\, f_1\, w_1}{4{,}44\, k_2\, f_1\, w_2} = \frac{k_1\, w_1}{k_2\, w_2}. \tag{4-10}$$

Cînd se cunoaşte raportul de transformare, f.e.m. secundară raportată la primar este dată de relaţia

$$E_2' = k_e\, E_2 = E_1\ . \tag{4-11}$$

Exemplul 4-2. Să se calculeze viteza nominală a unui motor asincron tetrapolar a cărui alunecare nominală este $s = 0{,}04$. Frecvenţa reţelei de alimentare este de 50 *Hz*

Soluția: Viteza sincronă a cîmpului învîrtitor este

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 \cdot 50}{2} = 1\,500 \text{ rot/min.}$$

Prin urmare, conform relației (4-5)

$$n = (1 - s) n_1 = (1 - 0{,}04)\, 1\,500 = 1\,440 \text{ rot/min.}$$

Exemplul 4-3. Se cere să se calculeze f.e.m. induse în fazele statorului și ale rotorului unui motor asincron cînd rotorul stă în repaus și cînd se învîrtește cu viteza corespunzătoare alunecării nominale $s = 0{,}03$. Motorul prezintă următorii parametri: fluxul magnetic util $\Phi = 57{,}3 \cdot 10^{-3}$ Wb; numărul spirelor pe fază ale statorului $w_1 = 144$; numărul spirelor pe fază ale rotorului $w_2 = 18$; factorul înfășurării statorice $k_1 = 0{,}928$ iar cel al înfășurării rotorice $k_2 = 0{,}96$. Frecvența rețelei 50 *Hz*.

Soluția: a) F.e.m. a statorului este dată de relația (4-1)

$$E_1 = 4{,}44\, k_1 f_1 w_1 \Phi = 4{,}44 \cdot 0{,}928 \cdot 50 \cdot 144 \cdot 57{,}3 \cdot 10^{-3} = 1700 \text{ V.}$$

b) Cînd rotorul este în repaus, avem, conform relației (4-10),

$$E_2 = E_1 \frac{1}{k_e} = 1\,700 \frac{w_2 k_2}{w_1 k_1} = 1\,700 \frac{18 \cdot 0{,}96}{144 \cdot 0{,}928} = 226 \text{ V.}$$

c) F.e.m. indusă în rotorul în mișcare, la alunecarea $s = 0{,}03$ este, potrivit relației (4-9),

$$E_{2(s)} = s E_2 = 0{,}03 \cdot 226 = 6{,}78 \text{ V.}$$

4-5. Curentul rotoric

Intensitatea curentului rotoric este dată de legea lui Ohm aplicată circuitului rotoric

$$I_2 = \frac{E_{2(s)}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2s}^2}} = \frac{s E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s x_2)^2}}, \qquad (4\text{-}12)$$

în care r_2 este rezistența ohmică a rotorului și $x_{2(s)} = 2\pi f_2 l_2 = 2\pi s f_1 l_2 = s x_2$ este reactanța de scăpări a rotorului la alunecarea s. Reactanța x_2 este reactanța de scăpări a secundarului la pornire, cînd $s = 1$.

Menționăm că fluxul de scăpări al rotorului Φ_{s2} se închide, ca orice flux de scăpări, numai în jurul înfășurării rotorului, fără să înlănțuiască și înfășurarea statorică.

Dacă împărțim numărătorul și numitorul relației (4-12) prin alunecarea s, relația devine

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}}. \qquad (4\text{-}12\,a)$$

Expresia $\frac{r_2}{s}$ se numește *rezistența echivalentă* a rotorului la alunecarea s. F.e.m. E_2 și reactanța de scăpări x_2, ambele corespunzînd frecvenței

Scanned with OKEN Scanner

statorice f_1, sînt constante. Rezultă că, atunci cînd înfăşurarea statorului este alimentată la tensiune şi frecvenţă constantă, valoarea curentului rotoric depinde numai de alunecarea s. Cînd cuplul de sarcină al motorului creşte, rotorul este frînat, viteza n scade, deci s creşte. Rezistenţa echivalentă scade şi, odată cu această scădere, creşte curentul rotoric I_2. Prin urmare, *curentul rotoric creşte odată cu sarcina maşinii.*

4-6. Fluxurile învîrtitoare şi ecuaţia curenţilor motorului asincron

Vom preciza acum modul cum ia naştere fluxul învîrtitor Φ care apare în expresiile f.e.m. E_1, $E_{2(s)}$ şi E_2 şi care poartă numele de flux *învîrtitor rezultant* sau *flux util* al maşinii în întrefier.

Curentul I_1 absorbit de statorul maşinii în sarcină dă naştere unui flux învîrtitor Φ_1, care se roteşte cu viteza de sincronism $n_1 = \frac{60 f_1}{p}$. La rîndul său, curentul rotoric I_2 produce în înfăşurarea rotorului un flux învîrtitor Φ_2, a cărui viteză faţă de rotor este

$$n'_{\Phi_2} = \frac{60 f_2}{p} = \frac{60 f_1 s}{p} = s n_1 \cdot \tag{4-13}$$

Dacă se ţine seama că rotorul se învîrteşte în acelaşi sens ca şi cîmpul său învîrtitor cu viteza $n = (1 - s) n_1$ [relaţia (4-5)], antrenînd cu sine fluxul învîrtitor rotoric, rezultă că viteza acestuia din urmă faţă de stator este

$$n_{\Phi_2} = n'_{\Phi_2} + n = s n_1 + (1 - s) n_1 = n_1 \cdot \tag{4-14}$$

Urmează deci că fluxul învîrtitor Φ_2 al rotorului se învîrteşte cu aceeaşi viteză de sincronism n_1 ca şi fluxul statoric Φ_1. Pentru fiecare sarcină a maşinii, deci pentru fiecare alunecare s, există o poziţie relativă între cele două fluxuri care rămîne neschimbată. Cele două fluxuri Φ_1 şi Φ_2 se compun într-unul singur, care este fluxul rezultant învîrtitor Φ al maşinii în întrefier şi care, la fel ca la transformator, dacă facem abstracţie de căderile de tensiune în stator, este constant şi egal cu fluxul în gol atîta timp cît tensiunea U_1 aplicată maşinii rămîne constantă. Dacă considerăm că maşina nu este saturată, putem scrie

$$\overline{\Phi}_1 + \overline{\Phi}_2 = \overline{\Phi} \cdot \tag{4-15}$$

Relaţia precedentă dintre fluxuri poate fi înlocuită cu relaţia dintre forţele magnetomotoare învîrtitoare respective. Să notăm cu F_{m1} f.m.m. învîrtitoare produsă de curentul statoric I_1, cu F_{m2} f.m.m. învîrtitoare produsă de curentul rotoric I_2 şi cu F_{m0} f.m.m. rezultantă în întrefierul maşinii, care, ca şi fluxul util Φ pe care îl produce, rămîne constantă şi este dată de curentul I_0 de funcţionare în gol a motorului cu circuitul rotoric deschis şi rotorul în repaus. Vom avea

$$\overline{F}_{m1} + \overline{F}_{m2} = \overline{F}_{m0} \cdot \tag{4-16}$$

Se demonstrează că

$$F_{m1} = 0{,}9\, m_1\, k_1\, w_1\, I_1$$

și

$$F_{m2} = 0{,}9\, m_2\, k_2\, w_2\, I_2 .$$

În aceste relații, m_1 și m_2 reprezintă numărul de faze ale statorului, respectiv ale rotorului, iar k_1 și k_2, factorii de înfășurare.

Rezultă că

$$0{,}9\, m_1\, k_1\, w_1\, \bar{I}_1 + 0{,}9\, m_2\, k_2\, w_2\, \bar{I}_2 = 0{,}9\, m_1\, k_1\, w_1\, \bar{I}_0 .$$

Împărțind ambii membri ai acestei relații cu $0{,}9\, m_1\, k_1\, w_1$, obținem

$$\bar{I}_1 + \bar{I}_2 \frac{m_2\, k_2\, w_2}{m_1\, k_1\, w_1} = \bar{I}_0$$

sau

$$\bar{I}_1 + \bar{I}'_2 = \bar{I}_0 , \qquad (4\text{-}17)$$

în care $I'_2 = I_2 \dfrac{m_1\, k_2\, w_2}{m_1\, k_1\, w_1}$ este *curentul rotorului raportat la stator.*

Cînd $m_1 = m_2$, coeficientul de raportare a curentului rotoric la stator devine

$$\frac{k_2\, w_2}{k_1\, w_1} = \frac{1}{k_e} , \qquad (4\text{-}18)$$

întocmai ca la transformator.

Relația (4-17) dintre curenții motorului asincron poate fi pusă și sub forma

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 + (-\bar{I}'_2) . \qquad (4\text{-}17\,a)$$

Curentul I_0 absorbit de motor funcționînd cu rotorul în repaus și circuitul rotoric întrerupt este practic egal cu curentul absorbit de motor funcționînd în viteză în gol (cu cuplul util zero), rotorul fiind pus în scurtcircuit. De aci înainte, prin I_0 vom înțelege acest din urmă curent.

Prin urmare, la fel ca la transformator, curentul I_1 absorbit din rețea de primar are două componente: una dată de curentul I_0 absorbit de motor în funcționarea în gol, care este constantă fiind practic independentă de sarcină, și cealaltă — I'_2, variabilă cu sarcina și în opoziție de fază cu I_2.

După cum am arătat în paragraf. 4-6, curentul rotoric I_2 mărindu-se odată cu sarcina, rezultă că potrivit relației (4-17 a) și curentul I_1 variază, în același sens, cu sarcina motorului.

4-7. Circuitele echivalente ale motorului asincron

Am arătat, în paragraf. 4-6, că intensitatea curentului din înfășurarea rotorică a mașinii asincrone este dată de relația

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}},$$

în care E_2 și x_2 sînt mărimi constante și corespund frecvenței f_1 a rețelei. Rezultă că variația curentului rotoric cu sarcina are loc la fel ca într-un circuit electric oarecare, format dintr-o reactanță inductivă x_2 constantă și o rezistență ohmică $\frac{r_2}{s}$, variabilă cu sarcina prin alunecarea s, legate în serie, circuit la bornele căruia se aplică o f.e.m. constantă E_2.

Un asemenea circuit electric, reprezentat prin fig. 4-6 a, se numește *circuitul echivalent* al rotorului și corespunde unei faze a acestuia.

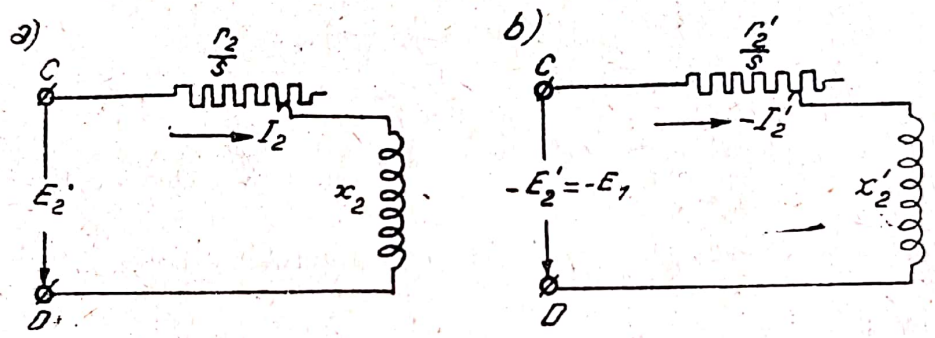


Fig. 4-6. Circuitul echivalent al rotorului: *a*) neraportat; *b*) raportat la stator

Pentru a construi circuitul echivalent al motorului întreg (rotor și stator), parametrii rotorului trebuie raportați la stator. Coeficientul de raportare al f.e.m. și al curentului rotoric sînt dați respectiv de relațiile (4-10) și (4-18). În ipoteza că $m_1 = m_2$, rezultă că rezistența r_2 și reactanța x_2 a rotorului raportate la stator sînt date de expresiile

$$r_2' = k_e^2 r_2 \quad \text{și} \quad x_2' = k_e^2 x_2 \,. \tag{4-19}$$

în care $k_e = \frac{k_1 w_1}{k_2 w_2}$.

În fig. 4-6 b a fost construit circuitul echivalent al rotorului raportat la stator, din care rezultă că intensitatea curentului I'_2 este dată de relația

$$I_2' = \frac{E_2'}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} \,. \tag{4-20}$$

F.e.m. $-E_1 = -E'_2$ diferă de tensiunea U_1 aplicată statorului prin căderea ohmică $r_1 I_1$ și cea inductivă $j x_1 I_1$ din circuitul statorului. Prin

urmare, pentru a obține circuitul echivalent al întregului motor, trebuie să legăm în serie cu curentul echivalent raportat al rotorului rezistența r_1 și reactanța x_1 a statorului.

Pentru a completa circuitul echivalent al motorului asincron, trebuie să ținem seama și de relația (4-17) dintre curenții motorului, care reprezintă legea întîia a lui Kirchhoff aplicată nodului C al circuitului echivalent. Prin urmare, între punctele C și D între care acționează f.em. $-E_1$ trebuie să legăm în serie o rezistență r_0 și o reactanță x_0 corespunzătoare valorii constante a curentului de mers în gol I_0. Parametrii r_0 și x_0 se determină la fel ca la transformator [relațiile (2-35), (2-36) și (2-37)]. În modul acesta, se obține circuitul echivalent al motorului asincron reprezentat în fig. 4-7. Acest circuit corespunde unei faze a motorului și se repetă, identic, și pentru celelalte faze cînd sarcina motorului este simetrică.

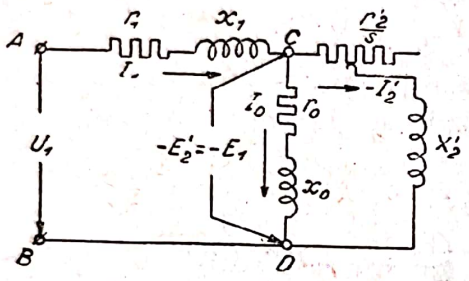


Fig. 4-7. Circuitul echivalent al motorului asincron

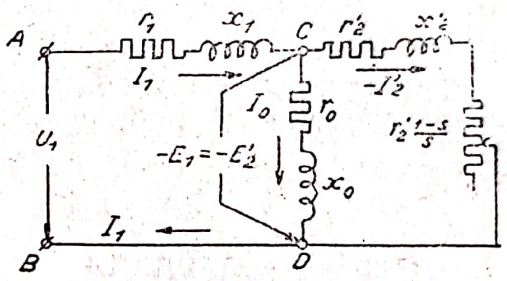


Fig. 4-8. Variantă a circuitului echivalent al motorului asincron

Rezistența variabilă $\frac{r_2'}{s}$ poate fi descompusă în două rezistențe, conform relației

$$\frac{r_2'}{s}=r_2'+r_2'\frac{1-s}{s}=r_2'+r_s' \qquad (4\text{-}21)$$

Rezistența r_2' este constantă, fiind rezistența rotorului raportată la stator. Rezistența $r_s'=r_2'\frac{1-s}{s}$ este variabilă, depinzînd prin alunecarea s de sarcina motorului. Cînd $s=1$, $r_s'=0$ și situația aceasta corespunde pornirii motorului, cînd curentul rotoric atinge valoarea maximă.

Puterea consumată în rezistența variabilă r_s' este echivalentă cu puterea mecanică a motorului corespunzătoare unei faze, deci puterea mecanică totală este $P_M=m_1 I_2'^2 r_2'\frac{1-s}{s}$.

În fig. 4-8 este reprezentată varianta circuitului echivalent în care au fost puse în evidență cele două rezistențe r_2' și $r'_{(s)}=r_2'\frac{1+s}{s}$.

În fig. 4-9 este reprezentată o a treia variantă a circuitului echivalent, derivată din prima, în care curentul în gol al motorului a fost trecut de la punctele CD, unde era alimentat de f.e.m. $-E_1$, la bornele AB ale rețelei, unde este alimentat de tensiunea U_1.

Tensiunea U_1 fiind ceva mai mare decît $-E_1$, pentru a avea aproximativ același I_0 păstrînd rezistența r_0 și reactanța x_0 din cazul precedent,

legăm, în serie cu r_0 și x_0, rezistența r_1 și reactanța x_1, așa cum este arătat în fig. 4-9. Deoarece $-E_1$ nu diferă de U_1 decît cu căderile de tensiune

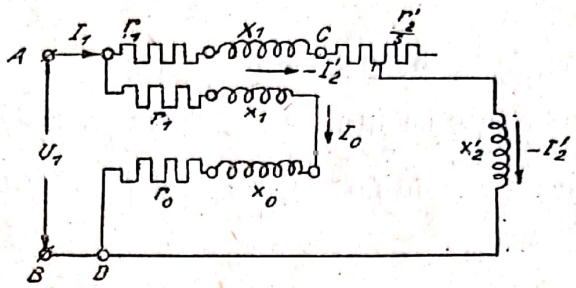


Fig. 4-9. Circuitul echivalent practic al motorului asincron

în r_1 și x_1, adică cu cîteva procente din U_1, eroarea pe care o facem prin trecerea curentului de gol la bornele AB este admisibilă. Circuitul echivalent din fig. 4-9 se numește *circuitul echivalent practic* al motorului asincron.

4-8. Diagrama vectorială raportată a motorului asincron

În fig. 4-10 este reprezentată diagrama vectorială a motorului asincron în sarcină, cu parametrii rotorici raportați la stator, construită pe baza schemei echivalente din fig. 4-7, luîndu-se ca origine de fază fluxul învîrtitor rezultant Φ.

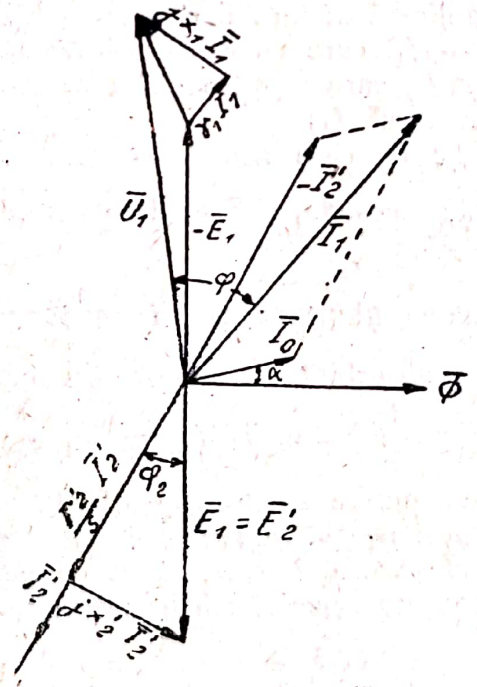


Fig. 4-10. Diagrama vectorială a motorului asincron în sarcină

F.e.m. E_1 și $E'_2 = \dfrac{E'_{2(s)}}{s}$, induse în stator și rotor sînt decalate cu $\dfrac{\pi}{2}$ în întîrziere față de Φ.

F.e.m. E'_2 poate fi descompusă în două componente:

1) o componentă care compensează căderea ohmică de tensiune $\frac{r'_2}{s} I'_2$ în rezistența echivalentă $\frac{r'_2}{s}$ a rotorului;

2) o componentă care compensează căderea inductivă $x'_2 I'_2$ în reactanța echivalentă x'_2 a rotorului.

Prima componentă este în fază cu curentul I'_2, cea de a doua decalată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea curentului I'_2.

Decalajul ψ_2 dintre I'_2 și E'_2 rezultă din relația

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{x'_2}{\frac{r'_2}{s}} \cdot \tag{4-22}$$

Curentul statoric I_1 este dat de cele două componente ale sale: curentul I_0 de mers în gol, decalat în avans față de fluxul util Φ cu unghiul de pierderi în circuitul magnetic α, și curentul $-I'_2$, egal și opus curentului rotoric raportat I'_2, adică conform relației (4-17 a)

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 + (-\bar{I}'_2) \cdot$$

Tensiunea U_1, aplicată statorului este compusă din:

1) componenta $-E_1$, care compensează f.e.m. E_1;

2) componenta $r_1 I_1$, care acoperă căderea de tensiune ohmică în stator și este în fază cu curentul I_1;

3) componenta $j x_1 I_1$, care acoperă căderea de tensiune inductivă în stator, în reactanța x_1 a acestuia, și este decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în avans față de I_1.

4-9. Puterea și pierderile în motorul asincron

Puterea electrică absorbită de motor din rețea este dată de relația

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 \cdot \tag{4-23}$$

Dacă din această putere se scad pierderile Joule-Lenz în înfășurarea statorică, date de relația $p_{Cu1} = m_1 r_1 I_1^2$, și pierderile prin histerezis și curenți Foucault în fierul statorului p_{Fe1}, se obține puterea electromagnetică P, transmisă rotorului prin intermediul fluxului învîrtitor util. Prin urmare,

$$P = P_1 - (p_{Cu1} + p_{Fe1}) \cdot \tag{4-24}$$

Din puterea P primită de rotor trebuie scăzute pierderile Joule-Lenz în înfășurarea rotorului, date de relația $p_{Cu2} = m_2 r_2 I_2^2$. Pierderile p_{Fe2} în fierul rotorului pot fi neglijate, căci cele prin histerezis sînt proporționale cu frecvența curentului rotoric, iar cele prin curenți Foucault, cu patratul acestei frecvențe, iar frecvența $f_2 = s f_1$, de regulă, este foarte mică. Puterea

rămasă reprezintă puterea mecanică a motorului, pe care o notăm cu P_M. Prin urmare

$$P_M = P - p_{Cu2} \,. \tag{4-25}$$

Dacă din puterea mecanică P_M se scade puterea corespunzătoare pierderilor mecanice p_M și a celor suplimentare p_s, se obține puterea mecanică utilă P_2 disponibilă la arborele motorului. Prin urmare

$$P_2 = P_M - (p_M + p_s) \,, \tag{4-26}$$

sau ținînd seama de ralațiile (4-24) și (4-25),

$$P_2 = P_1 - (p_{Cu1} + p_{Fe1} + p_{Cu2} + p_M + p_s) \,. \tag{4-27}$$

4-10. Cuplul motorului asincron

a) Cuplul în funcție de componenta activă a curentului rotoric

Ținînd seama că decalajul dintre curentul rotoric și f.e.m. indusă în rotor este ψ_2 (fig. 4-10), rezultă că puterea electromagnetică transmisă rotorului poate fi exprimată sub forma

$$P = m_1 E'_2 I'_2 \cos\psi_2 = m_2 E_2 I_2 \cos\psi_2 =$$

$$= 4{,}44\, k_2 f_1 w_2 m_2 \Phi I_2 \cos\psi_2 = \Omega_1 M \,,$$

în care M este cuplul electromagnetic al motorului. În consecință, se poate scrie următoarea relație

$$M = \frac{4{,}44\, k_2 f_1 w_2 m_2}{\Omega_1} \Phi I_2 \cos\psi_2 = K_M \Phi I_2 \cos\psi_2 \,, \tag{4-28}$$

în care

$$K_M = \frac{4{,}44\, k_2 f_1 w_2 m_2}{\Omega_1}$$

este o constantă.

Prin urmare, *cuplul motorului asincron este proporțional cu produsul dintre fluxul util și componenta activă a curentului rotoric.*

b) Cuplul în funcție de alunecare

Am văzut că puterea electromagnetică P este transmisă rotorului sub forma cuplului electromagnetic M și a vitezei unghiulare sincrone Ω_1. Deci

$$P = M\Omega_1 = M\, 2\pi \frac{n_1}{60} \,. \tag{4-29}$$

Rotorul motorului învîrtindu-se cu viteza unghiulară Ω, puterea sa mecanică P_M este

$$P_M = M\Omega = M\, 2\pi \frac{n}{60} \,. \tag{4-30}$$

Din relația (4-25) rezultă că

$$p_{Cu2} = P - P_M = M(\Omega_1 - \Omega) = M\,2\pi\frac{n_1 - n}{60} = M\,2\pi n_1\frac{n_1 - n}{60\,n_1}, \quad (4\text{-}31)$$

sau

$$p_{Cu2} = M\Omega_1 s = sP \cdot \quad (4\text{-}32)$$

Prin urmare, pierderile p_{Cu2} din înfășurarea rotorului sînt proporționale cu alunecarea s.

Din relația (4-32) rezultă o nouă expresie a cuplului

$$M = \frac{p_{Cu2}}{\Omega_1 s} = \frac{m_2 r_2 I_2^2}{\Omega_1 s} \cdot \quad (4\text{-}33)$$

Prin urmare, *cuplul motor este proporțional cu pierderile Joule-Lenz din circuitul rotoric*. La pornire, cînd $s = 1$, cuplul electromagnetic al motorului devine

$$M_p = \frac{m_2 r_2 I_{2p}^2}{\Omega_1}, \quad (4\text{-}34)$$

în care I_{2p} reprezintă curentul de pornire.

Dacă motorul pornește cu reostat de pornire, expresia cuplului de pornire devine

$$M_p = \frac{m_2 (r_2 + R_p) I_{2p}^2}{\Omega_1}, \quad (4\text{-}34\,a)$$

în care R_p este rezistența reostatului.

Cuplul electromagnetic M al motorului face față cuplului de mers în gol M_0 și cuplului util la arborele mașinii M_2

$$M = M_0 + M_2 \cdot \quad (4\text{-}35)$$

Relația (4-33) devine, cu parametrii rotorului raportați la stator,

$$M = \frac{m_1 \frac{r'_2}{s} I'^2_2}{\Omega_1} \cdot \quad (4\text{-}36)$$

Valoarea curentului I'_2, dedusă din circuitul echivalent reprezentat în fig. 4-9, este, abstracție făcînd de semn,

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}} \cdot \quad (4\text{-}37)$$

Viteza unghiulară Ω_1 poate fi pusă sub forma

$$\Omega_1 = 2\pi\frac{n_1}{60} = 2\pi\frac{pn_1}{60}\cdot\frac{1}{p} = 2\pi\frac{f_1}{p} \cdot \quad (4\text{-}38)$$

Înlocuind în relația (4-36) curentul I'_2 și viteza unghiulară sincronă Ω_1 cu valorile lor date de relațiile (4-37) și (4-38), cuplul electromagnetic al motorului asincron devine

$$M = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r'_2}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x + x'_2)^2\right]} \qquad (4\text{-}39)$$

Valoarea cuplului dată de relația (4-39) rezultă în newtonmetri. Pentru a se obține cuplul în kgm, relația trebuie împărțită cu 9,81, cunoscînd că 1 kgm = 9,81 Nm.

După cum rezultă din relația (4-39), *cuplul motorului asincron variază cu pătratul tensiunii aplicate*. Rezultă că acest cuplu este foarte sensibil la variațiile tensiunii rețelei sau ale tensiunii aplicate. Din aceeași relație rezultă că dacă tensiunea aplicată rămîne constantă, singura variabilă de care depinde cuplul este alunecarea s.

În momentul pornirii motorului $s = 1$ și cuplul de pornire M_p este dat de relația (4-39), în care s-a făcut $s = 1$

$$M_p = \frac{m_1 p U_1^2 r'_2}{2\pi f_1 [(r_1 + r'_2)^2 + (x_1 + x'_2)^2]} \qquad (4\text{-}40)$$

Dacă cuplul M_p dezvoltat de motor la pornire este superior cuplului rezistent $M_0 + M_2$ (el avînd a învinge și cuplul dinamic care apare la pornire), motorul pornește cu o accelerație oarecare și viteza sa crește (deci alunecarea scade) pînă cînd cuplul electromagnetic devine egal cu cuplul rezistent, conform relației (4-35). După aceasta, motorul continuă să funcționeze mai departe, în regim permanent, cu o viteză n corespunzătoare sarcinii.

Din relația (4-39) rezultă că pentru $s = 0$, $M = 0$, iar pentru $s = +\infty$, $M = 0$. Prin urmare, între $s = 0$ și $s = +\infty$ funcțiunea $M = f(s)$ trece printr-un maxim. Alunecarea s_m pentru care cuplul devine maxim se obține derivînd relația (4-39) în raport cu s și anulînd derivata obținută. Efectuînd operațiile necesare se obține

$$s_m = \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}} \qquad (4\text{-}41)$$

Cuplul maxim al motorului se obține introducînd valoarea lui s_m în relația (4-39):

$$M_m = \frac{p}{2\pi f_1} \cdot \frac{m_1 U_1^2}{2\left[r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}\right]} \qquad (4\text{-}42)$$

Deoarece $r_1 \ll (x_1 + x'_2)$, termenul r_1^2 din relațiile (4-41) și (4-42) poate fi neglijat și aceste relații devin

$$s_m = \frac{r'_2}{x_1 + x'_2} \qquad (4\text{-}43)$$

și

$$M_m = \frac{p}{2\pi f_1} \cdot \frac{m_1 U_1^2}{2[r_1 + (x_1 + x_2')]} \cdot \qquad (4\text{-}44)$$

Din examinarea acestor ultime relații, se pot trage următoarele concluzii:

1) Valoarea maximă a cuplului este independentă de rezistența circuitului secundar, deci poate fi realizată și la pornire dacă circuitul rotoric este închis pe o rezistență exterioară corespunzătoare.

2) Sporind rezistența r'_2 a circuitului rotoric prin intercalarea unei rezistențe exterioare (reostatul de pornire), conform relației (4-43) se poate spori oricît valoarea alunecării pentru care cuplul este maxim.

3) Pentru o frecvență f_1 dată, valoarea maximă a cuplului este proporțională cu patratul tensiunii aplicate (U_1^2) și aproximativ invers proporțională cu suma reactanțelor $x_1 + x'_2$.

Reprezentarea grafică a relației (4-39), adică curba $M = f(s)$ este redată în fig. 4-11. Din examinarea figurii rezultă că funcționarea motorului nu

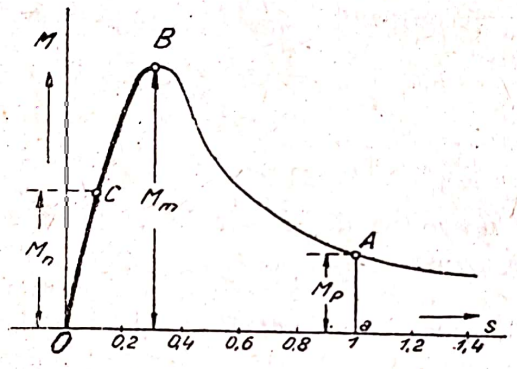


Fig. 4-11. Curba de variație a cuplului electromagnetic în funcție de alunecare

este stabilă decît pe porțiunea de curbă pe care cuplul crește cu alunecarea, adică din punctul O pînă în B. Într-adevăr, pe această porțiune a curbei la o creștere a cuplului rezistent viteza scade, deci crește alunecarea mașinii și, odată cu ea, crește cuplul motor pînă ce egalează noul cuplu rezistent. Dincolo de punctul B, la o creștere a alunecării, provocată de o creștere a cuplului rezsitent, cuplul motor scade și mașina se desprinde. Prin urmare, cuplul maxim este totodată și *cuplul de desprindere* al motorului asincron. El se mai numește și *cuplu de răsturnare*.

Porțiunea stabilă de funcționare a curbei prezentînd o pantă foarte mare, cuplul crește rapid la mărirea alunecării, deci viteza motorului asincron variază foarte puțin cu sarcina.

Normal motoarele asincrone sînt calculate în așa fel încît să dezvolte cuplul nominal M_n la o alunecare de 1,5—6%. Raportul

$$k_M = \frac{M_m}{M_n}, \qquad (4\text{-}45)$$

dintre cuplul maxim și cuplul nominal, caracterizează proprietatea de supraîncărcare a motorului și poartă numele de *factor de supraîncărcare*. STAS-ul

1764-50 fixează valorile factorului de supraîncărcare a motoarelor de construcție normală și de puteri de la 1—100 kW între 1,6 și 2. Pentru motoare speciale, spre exemplu pentru motoare de macara, se ia $k_M > 2{,}5$.

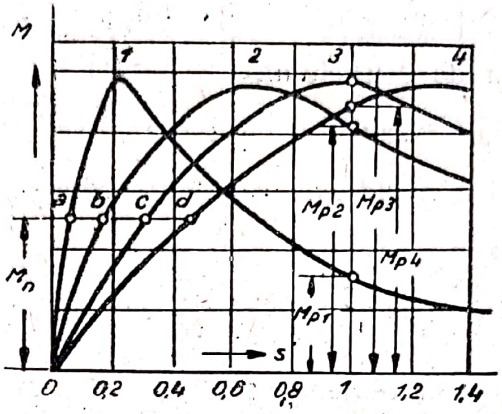


Fig. 4-12. Curbele $M = f(s)$ pentru diferite valori ale rezistenței R_p^1

În fig. 4-12 sînt reprezentate curbele $M = f(s)$ ale unui motor asincron pentru valori diferite ale rezistenței R'_p intercalate în circuitul rotoric și anume: curba *1* pentru $R'_p = 0$ și curbele *2*, *3* și *4* respectiv pentru $R'_{p2} < R'_{p3} < R'_{p4}$. Rezistența R'_{p3} a fost astfel aleasă încît, satisfăcînd relația (4-43) în care la numitor se adaugă rezintența R'_{p3}, să avem $s_m = 1$, deci cuplul maxim să corespundă pornirii motorului.

Cuplurile de pornire respective sînt date de ordonatele M_{p1}, M_{p2}, M_{p3} și M_{p4}, corespunzătoare alunecării $s = 1$. Cu *a*, *b*, *c* și *d* s-a notat punctele de funcționare ale mașinii, corespunzătoare cuplului nominal. Se constată că alunecarea mașinii este cu atît mai mare, deci viteza de funcționare este cu atît mai mică cu cît rezistența intercalată în circuitul rotoric este mai mare.

Exemplul 4-4. Un motor asincron trifazat de 380/220 V, cu rotorul cu inele, are următoarele date: $r_1 = 0{,}0394\ \Omega$; $r_2 = 0{,}0206\ \Omega$; $x_1 = 0{,}16\ \Omega$; $x_2 = 0{,}071\ \Omega$; $w_1 = 52$; $w_2 = 30$; $k_1 = 0{,}926$; $k_2 = 0{,}96$; $m_1 = m_2$; $p = 3$ și motorul funcționează cu $f_1 = 50$ Hz.

Se cere să se calculeze: *a*) curenții de pornire ai motorului în înfășurarea statorică și în cea rotorică, în ipoteza că pornirea se face fără reostat; *b*) factorul de putere la pornire.

Pentru simplificarea calculului se neglijează curentul I_0 de gol.

Soluția: a) La pornirea motorului fără reostat, curenții din statorul și din rotorul mașinii sînt curenți de scurtcircuit. Alunecarea în momentul pornirii fiind $s = 1$, acești curenți de scurtcircuit se determină întocmai ca la transformatorul în scurtcircuit.

Se calculează mai întîi raportul de transformare, cu ajutorul relației (4-10)

$$k_e = \frac{k_1 w_1}{k_2 w_2} = \frac{0{,}926 \cdot 52}{0{,}96 \cdot 30} = 1{,}673 \ ,$$

și apoi valorile rezistenței și reactanței rotorice raportate la stator

$$r'_2 = k_e^2 r_2 = 1{,}673^2 \cdot 0{,}0206 = 0{,}0575\ \Omega \ .$$

$$x'_2 = k_e^2 r_2 = 1{,}673^2 \cdot 0{,}071 = 0{,}2\ \Omega \ .$$

Rezistența și reactanța de scurtcircuit a motorului este dată de relațiile

$$r_{sc} = r_1 + r'_2 = 0{,}0394 + 0{,}0575 = 0{,}0969\ \Omega\ ,$$

$$x_{sc} = x_1 + x'_2 = 0{,}16 + 0{,}2 = 0{,}36\ \Omega\ .$$

Rezultă impedanța de scurtcircuit

$$z_{sc} = \sqrt{r^2_{sc} + x^2_{sc}} = \sqrt{0{,}0969^2 + 0{,}36^2} = \sqrt{0{,}139} = 0{,}373\ \Omega\ .$$

Înfășurarea statorică având conexiunile în stea, curentul de pornire în stator va fi

$$I_{1sc} = I_{1p} = \frac{U_1}{z_{sc}} = \frac{220}{0{,}373} = 590\ \text{A}$$

Curentul de pornire în rotor va fi

$$I_{2sc} = I_{2p} = k_e I_1 = 1{,}673 \cdot 590 = 988\ \text{A}$$

b) Factorul de putere de pornire este dat de relația

$$\cos \varphi_{sc} = \frac{r_{sc}}{z_{sc}} = \frac{0{,}0969}{0{,}373} = 0{,}26\ .$$

Exemplul 4-5. Să se determine pentru motorul din exemplul precedent:
a) valoarea cuplului de pornire, în cazul pornirii mașinii fără reostat de pornire;
b) alunecarea s_m pentru care cuplul mașinii atinge valoarea maximă și valoarea acestui cuplu;
c) rezistența reostatului de pornire necesară pentru a se obține $M_p = M_m$;
d) curentul statoric și cel rotoric în momentul pornirii cu reostat;
e) factorul de putere al motorului în momentul pornirii cu reostat;
f) raportul dintre cuplul de pornire cu reostat și fără reostat.

Soluția: a) Cuplul de pornire fără reostat se poate determina fie cu relația (4-34), în care curentul de pornire rotoric $I_{2p} = 988$ A a fost calculat în exemplul precedent, fie cu relația (4-40), în care paranteza de la numitor reprezintă patratul impedanței de scurtcircuit, a cărei valoare, calculată în exemplul precedent, este $z^2_{sc} = 0{,}139\ \Omega$. Tot din exemplul precedent avem $r'_2 = 0{,}0575\ \Omega$.

Aplicînd relația (4-40) obținem

$$M_p = \frac{m_1 p U_1^2 r'_2}{2\pi f_1 [(r_1 + r'_2)^2 + (x_1 + x'_2)^2]} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 220^2 \cdot 0{,}0575}{2\pi\, 50 \cdot 0{,}139} = 573{,}8\ \text{Nm}$$

$$M_p = \frac{573{,}8}{9{,}81} = 58{,}5\ \text{kgm}\ .$$

b) Alunecarea s_m corespunzătoare cuplului maxim este dată de relația (4-43) $s_m = r'_2/x_{sc}$, în care x_{sc}, calculat în exemplul precedent, este $x_{sc} = 0{,}36\ \Omega$. Deci

$$s_m = \frac{0{,}0575}{0{,}36} = 0{,}16\ ,$$

iar cuplul maxim, rezultă din relația (4-42)

$$M_m = \frac{p}{2\pi f_1} \cdot \frac{m_1 U_1^2}{2\left[r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}\right]} =$$

$$= \frac{3}{314} \cdot \frac{3 \cdot 220^2}{2\left[0{,}0394 + \sqrt{0{,}0394^2 + (0{,}16 + 0{,}2)^2}\right]} = \frac{435\,600}{251{,}2} = 1734 \text{ Nm}$$

$$M_m = \frac{1734}{9{,}81} = 176{,}7 \text{ kgm} .$$

c) Pentru a avea $M_p = M_{max}$, trebuie ca $s_m = 1$, deci treubie să intercalăm în circuitul rotoric un reostat a cărui rezistență R_p' rezultă din relația

$$s_m = \frac{r_2' + R_p'}{x_{sc}} = 1 .$$

Prin urmare

$$R_p' = x_{sc} - r_2' = 0{,}36 - 0{,}0575 = 0{,}3025\ \Omega .$$

sau

$$R_p = \frac{R_p'}{k_e^2} = \frac{0{,}3025}{2{,}8} = 0{,}108\ \Omega .$$

d) Calculul aproximativ al curentului din înfășurarea statorică, în momentul pornirii cu reostat, se face ținînd seama că rezistența circuitului rotoric este acum

$$r'_{rot} = r_2' + R_p' = x_{sc} = 0{,}36\ \Omega .$$

Prin urmare

$$r_{sc} = r_1 + r'_{rot} = 0{,}0394 + 0{,}36 \approx 0{,}40\ \Omega ,$$

$$x_{sc} = 0{,}36\ \Omega$$

și

$$z_{sc} = \sqrt{r_{sc}^2 + x_{sc}^2} = \sqrt{0{,}4^2 + 0{,}36^2} = \sqrt{0{,}29} = 0{,}5385\ \Omega .$$

Rezultă valoarea curentului statoric, în ipoteza că neglijăm curentul de mers în gol,

$$I_{1p} = \frac{U_1}{z_{sc}} = \frac{220}{0{,}5385} = 408 \text{ A}$$

și a curentului în rotor

$$I_{2p} = k_2 I_{1p} = 1{,}673 \cdot 408 = 683 \text{ A} .$$

e) Factorul de putere, în cazul pornirii cu reostat, este

$$\cos \varphi_{sc} = \frac{r_{sc}}{z_{sc}} = \frac{0{,}4}{0{,}5385} = 0{,}745 \cdot$$

f) Prin utilizarea reostatului de pornire se obţine o majorare a cuplului de pornire de la 58,5 kgm la 176,7 kgm, adică de circa trei ori şi o scădere a curentului absorbit de maşină din reţea, de la 590 A la 408 A.

4-11. Caracteristicele de funcţionare şi randamentul motorului asincron

Caracteristicele de funcţionare ale motorului asincron sînt: viteza n, cuplul M, factorul de putere cos φ, randamentul η, curentul statoric I_1 şi alunecarea s în funcţie de puterea utilă P_2 la arbore, pentru $U_1 = U_{1n} = \text{const}$ şi $f_1 = f_{1n} = \text{const}$.

În fig. 4-13 au fost reprezentate caracteristicile de mai sus.

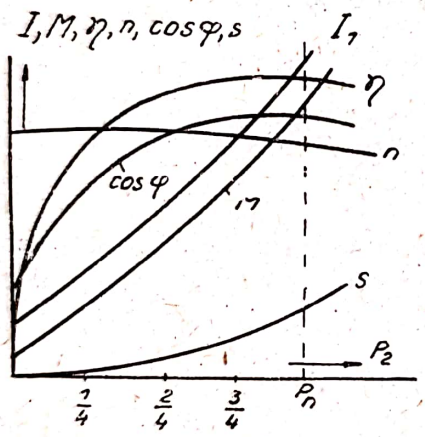


Fig. 4-13. Caracteristicele de funcţionare ale motorului asincron

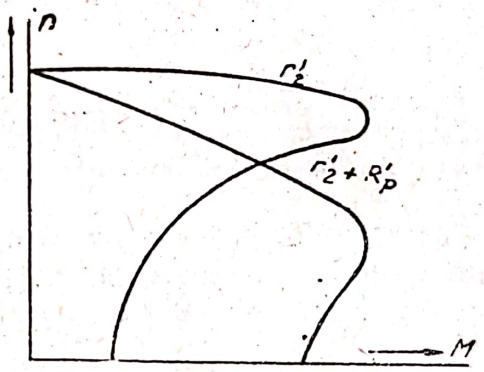


Fig. 4-14. Caracteristicele mecanice ale motorului asincron

În afară de aceste caracteristici, în aplicaţiile de acţionare ale motorului asincron prezintă interes şi caracteristica sa mecanică $n = f(M)$, pentru $U_1 = U_{1n} = \text{const}$ şi $f_1 = f_{1n} = \text{const}$. Ca şi relaţia $M = f(s)$ din care rezultă, caracterul funcţiunei $n = f(M)$ depinde de valoarea rezistenţei circuitului rotoric. Cu cît această rezistenţă este mai mare, cu atît viteza motorului scade mai repede cu cuplul, deci se obţine o caracteristică mecanică mai puţin rigidă, mai „dulce".

În fig. 4-14 sînt reprezentate două caracteristici mecanice ale aceluiaşi motor, una corespunzînd rotorului legat în scurtcircuit, deci rezistenţei înfăşurării rotorice r'_2, cealaltă unei rezistenţe R'_p intercalate în circuitul rotoric, deci unei rezistenţe a acestuia egală cu $r'_2 + R'_p$.

Caracteristicele motorului asincron se pot obţine fie prin *metoda directă*, încărcînd maşina la platforma de încercare, fie prin *metoda indirectă*, a diagramei cercului, aşa cum vom arăta în paragraful următor.

Randamentul se poate determina fie prin metoda directă, în care, cu ajutorul unei frîne sau a unui generator tarat, se măsoară la platforma de încercare puterea utilă și puterea absorbită, aplicîndu-se apoi relația

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_2}{P_1},$$

fie prin *metoda pierderilor separate*, determinîndu-se separat fiecare din pierderile mașinii. Această metodă este foarte mult folosită, în special la încercarea mașinilor de putere mijlocie și mare, fiind mai exactă, mai comodă și mai economică decît metoda directă.

În metoda pierderilor separate se pornește de la o putere electrică absorbită P_1 dată, care reprezintă puterea pentru care se calculează randamentul, și, determinîndu-se pierderile totale Σp corespunzătoare așa cum se arată în par. 4-12*h*, se obține puterea mecanică utilă P_2 cu relația

$$P_2 = P_1 - \Sigma p \quad .$$

La proiectarea mașinii, pierderile se fixează de obicei în așa fel încît randamentul maxim să corespundă acelei puteri utile sub care motorul urmează să funcționeze timp mai îndelungat. În fig. 4-13, randamentul maxim corespunde la circa 75% din sarcina nominală.

4-12. Diagrama cercului motorului asincron

Diagrama cercului motorului asincron prezintă un interes practic deosebit deoarece cu ajutorul ei, așa cum vom arăta, se pot obține aproape toți parametrii care intră în funcționarea motorului și se pot determina caracteristicele acestuia, fără să fie nevoie de încărcarea motorului.

Teoretic se ajunge la diagrama cercului în modul următor:

Circuitul echivalent practic al motorului asincron, reprezentat în fig. 4-9, are două circuite independente, legate în derivație pe tensiunea U_1 a rețelei. Folosind acest circuit, curentul rotoric I'_2 este dat de relația

$$-I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 (x_1 + x'_2)^2}} = \frac{U_1}{z} \qquad (4\text{-}46)$$

în care z reprezintă impedanța totală a circuitului echivalent.

Dacă înmulțim și împărțim relația (4-46) prin $x_1 + x'_2$, obținem

$$-I'_2 = \frac{U_1}{x_1 + x'_2} \cdot \frac{x_1 + x'_2}{z} \; . \qquad (4\text{-}47)$$

Din triunghiul impedanței, construit cu rezistențele și reactanțele legate în serie ale ramurii circuitului echivalent parcursă de curentul $-I'_2$, rezultă relația

$$\frac{x_1 + x'_2}{z} = \sin \varphi \; ,$$

în care unghiul φ este decalajul dintre curentul $-I'_2$ și tensiunea aplicată U_1. Prin urmare, relația (4-47) devine

$$-I'_2 = \frac{U_1}{x_1 + x'_2} \cdot \sin\varphi \cdot \qquad (4\text{-}48)$$

Termenul $\frac{U_1}{x_1 + x'_2}$ fiind constant, urmează că relația (4-48) reprezintă ecuația unui cerc cu diametrul $D = \frac{U_1}{x_1 + x'_2}$, dacă ne amintim că o relație de forma $\rho = A \sin\varphi$ este ecuația, în coordonate polare, a cercului cu diametrul A.

Deci locul geometric al vîrfurilor vectorului $-\overline{I}'_2$ este cercul de diametru

$$D = \frac{U_1}{x_1 + x'_2} \cdot \qquad (4\text{-}49)$$

Construind acest cerc (fig. 4-15), vom constata că relația (4-48) este satisfăcută pentru oricare valoare a curentului $-I'_2$ cuprinsă între 0 și $\frac{U_1}{x_1 + x'_2}$.

Tot din circuitul echivalent al motorului (fig. 4-9), rezultă

$$\overline{I}_1 = \overline{I}_0 + (-\overline{I}'_2) .$$

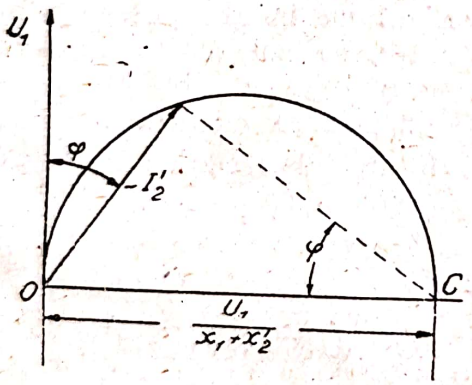


Fig. 4-15. Locul geometric al vîrfurilor vectorului $-I'_2$

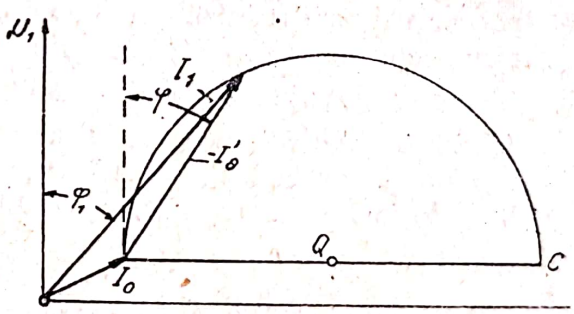


Fig. 4-16. Diagrama cercului motorului asincron

Dacă ținem seama că atunci cînd sarcina variază vectorul $\overline{I}_0$ rămîne constant ca valoare și păstrează același decalaj față de U_1, rezultă că același cerc cu diametrul dat de expresia (4-49) va fi și locul geometric al vîrfurilor vectorului $\overline{I}_1$ reprezentînd curentul din stator. După cum rezultă din fig. 4-16, centrul Q al acestui cerc se găsește pe paralela la axa absciselor dusă prin vîrful vectorului $\overline{I}_0$.

Pentru a construi diagrama cercului, procedăm practic în modul următor:

Cunoscînd dreapta pe care se găsește centrul cercului, pentru a determina cercul este suficient să mai cunoaștem două puncte ale sale. Se consideră unul din aceste puncte vîrful vectorului care reprezintă curentul de mers în gol, iar celălalt punct, vîrful vectorului care reprezintă curentul de

scurtcircuit cu rotorul motorului calat. Prin urmare, în prealabil trebuie să efectuăm la platformă o încercare de mers în gol ca motor asincron și o încercare de scurtcircuit cu rotorul motorului calat, din care deducem următorii parametri: I_0, φ_0, I_{sc} și φ_{sc}.

La încercarea de mers în gol, se supune motorul la tensiunea sa nominală pe fază U_{1n} și se măsoară curentul statoric I_0 și puterea P_0 absorbită de la rețea.

Decalajul φ_0 se determină din relația

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{3 U_{1n} I_0} .$$

La încercarea în scurtcircuit se aplică motorului cu rotorul calat și cu înfășurările rotorice legate în scurtcircuit, o tensiune nominală de scurtcircuit U_{1nsc} astfel aleasă încît în stator să corespundă un curent de scurtcircuit I_{1sc} egal cu curentul nominal statoric I_{1n}. Tensiunea U_{1nsc} reprezintă un procent redus din U_{1n}.

Se citește puterea P_{1sc} absorbită de rețea.

Cu valorile $I_{1sc} = I_{1n}$ și P_{1sc}, corespunzătoare tensiunii U_{1nsc} definită mai sus, putem deduce analitic parametrii de scurtcircuit ai mașinii.

Impedanța de scurtcircuit pe fază a înfășurărilor este dată de relația

$$z_{sc} = \sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2} = \frac{U_{1nsc}}{I_{1sc}} , \qquad (4\text{-}50)$$

La încercarea în scurtcircuit, din cauza valorii reduse a tensiunii U_{1nsc}, fluxul $\Phi \approx 0$, deci pierderile în fier sînt neglijabile. Întreaga putere P_{1sc} absorbită reprezintă pierderile prin efect Joule-Lenz în cele două înfășurări $P_{1sc} = m_1 (r_1 + r_2') I_{1sc}^2 = 3 r_{sc} I_{1sc}^2$. Prin urmare, rezistența de scurtcircuit este dată de relația

$$r_{sc} = \frac{P_{1sc}}{3 I_{1sc}^2} . \qquad (4\text{-}51)$$

iar reactanța de scurtcircuit, de relația

$$x_{sc} = x_1 + x_2' = \sqrt{z_{sc}^2 - r_{sc}^2} . \qquad (4\text{-}52)$$

În conformitate cu normele de încercare a motorului asincron, valorile parametrilor z_{sc} și r_{sc} trebuie raportate la temperatura standard de 75° C, cu ajutorul formulelor

$$\left.\begin{aligned} r_{sc\,75} &= r_{sc} \frac{235 + 75}{235 + t^0} \\ z_{sc\,75} &= \sqrt{r_{sc75}^2 + x_{sc}^2} , \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}53)$$

în care t^0 reprezintă temperatura în timpul încercării de scurtcircuit.

Factorul de putere în scurtcircuit, raportat la 75° C, este

$$\cos \varphi_{sc\,75} = \frac{r_{sc\,75^0}}{z_{sc\,75^0}} . \qquad (4\text{-}54)$$

Curentul de scurtcircuit $I_{1\,scn}$ și puterea de scurtcircuit $P_{1\,scn}$, corespunzătoare tensiunii nominale, sînt date de relațiile

$$I_{1scn} = \frac{U_{1n}}{z_{sc\,75^0}} \tag{4-55}$$

și

$$P_{1scn} = m_1 r_{sc75^0} \cdot I^2_{1scn}. \tag{4-56}$$

În cele ce urmează, prin I_{sc} înțelegem I_{1scn} și prin φ_{sc}, φ_{sc75^0} determinat cu formula (4-54).

Valorile I_0, φ_0, I_{sc} și φ_{sc} fiind cunoscute, se duc două axe rectangulare de coordonate și se ia vectorul tensiunii aplicate U_1 în direcția și sensul axei ordonatelor (fig. 4-17).

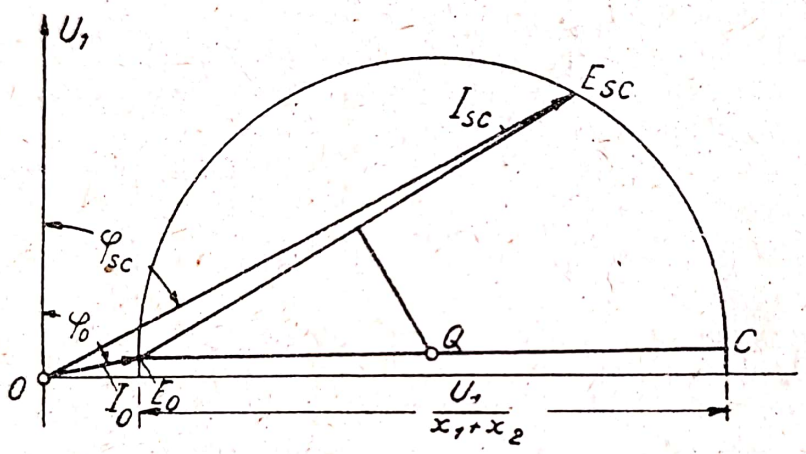


Fig. 4-17. Construirea diagramei cercului prin punctele de mers în gol și în scurtcircuit

La scara aleasă pentru curenți, se construiește vectorul $\overline{I}_0$ în OE_0, făcînd cu vectorul $\overline{U}_1$ unghiul φ_0, și vectorul $\overline{I}_{sc}$ în OE_{sc} făcînd cu $\overline{U}_1$ unghiul φ_{sc}. Din E_0 ducem o dreaptă E_0C paralelă la axa absciselor, dreaptă pe care se află centrul cercului curenților. Pentru a găsi acest centru, unim punctele E_0 cu E_{sc} și din mijlocul dreptei E_0E_{sc} ducem pe această dreaptă o perpendiculară pe care o prelungim pînă întîlnește dreapta E_0C în punctul Q. Acest punct este centrul căutat. Se trasează apoi cercul care trece prin punctele E_0 și E_{sc} și se obține astfel cercul de funcționare al mașinii asincrone.

În tot timpul funcționării mașinii, vectorul curentului statoric I_1 își are originea în punctul O și extremitatea undeva pe cerc.

Să presupunem că motorul, la o sarcină oarecare, absoarbe curentul I_1. Din originea O ca centru, cu o deschizătură a compasului egală, la scara aleasă pentru curenți, cu I_1, determinăm punctul de funcționare E (fig. 4-18). Vectorul $\overline{OE}$ ne reprezintă curentul I_1 în mărime, direcție și sens.

Unghiul U_1OE ne dă decalajul φ_1 al curentului față de tensiunea aplicată, iar proiecția $aE = I_1 \cos\varphi_1 = I_{1a}$, componenta activă a curentului.

Vom arăta, pe rînd, cum se determină, cu ajutorul diagramei cercului, diferiții parametri de funcționare ai motorului asincron.

a) Puterea absorbită

Puterea absorbită de motor (puterea electrică a motorului), corespunzătoare unui curent oarecare I_1, este $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 = m_1 U_1 I_{1a}$. Tensiunea U_1 fiind constantă, rezultă că $P_1 \equiv I_{1a} = aE$, deci proiecţia aE (fig. 4-18) ne reprezintă, la scara puterilor, puterea absorbită de motor.

Prin urmare, distanţa oricărui punct al diagramei cercului faţă de axa absciselor ne măsoară puterea activă absorbită corespunzătoare curentului

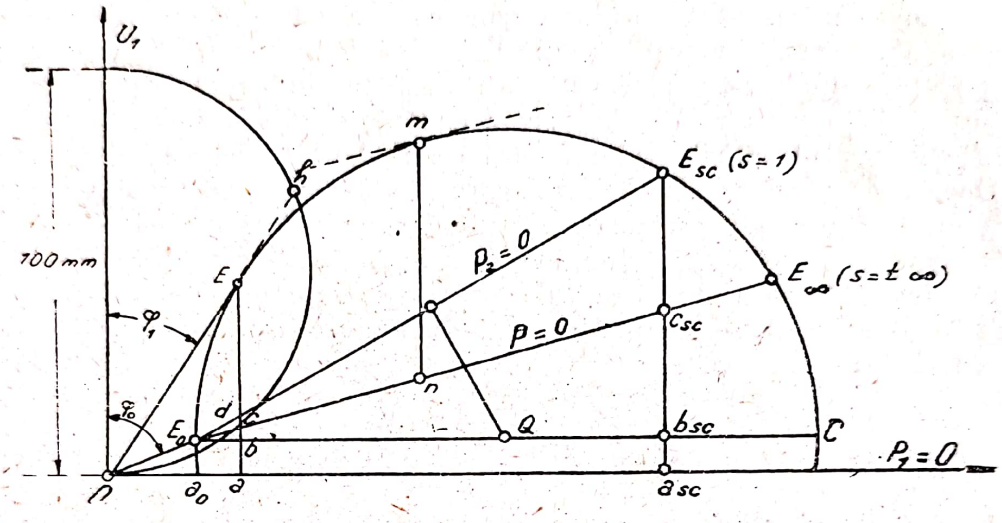


Fig. 4-18. Dreptele caracteristice ale diagramei cercului motorului asincron

statoric al cărui vîrf cade în acel punct. De aceea, axa absciselor se numeşte *dreapta puterii absorbite*.

Cînd $s = 1$, punctul de funcţionare E coincide cu E_{sc} şi puterea absorbită în regim de scurtcircuit este dată de segmentul $a_{sc} E_{sc}$, adică $P_{1scn} \equiv a_{sc} E_{sc}$.

Scara puterilor se determină precum urmează:

Fie a scara curenţilor (1 cm $= a$ amperi) cu care am construit diagrama cercului. Puterea absorbită fiind $P_1 = m_1 U_1 I_{1a}$ waţi, rezultă că scara puterilor este

$$1 \text{ cm} = m_1 U_1 \cdot a = b \text{ waţi}$$

De pildă, puterea corespunzătoare punctului de funcţionare E este

$$P_1 = b \cdot aE \text{ waţi},$$

segmentul aE fiind măsurat în cm.

b) Pierderile motorului

În cele ce urmează vom neglija pierderile suplimentare p_s şi vom ţine seama numai de pierderile constante de mers în gol ($p_0 = p_M + p_{Fe}$) şi de pierderile Joule-Lenz în înfăşurări ($p_{Cu} = p_{Cu1} + p_{Cu2}$) variabile cu sarcina.

1) *Pierderile de mers în gol.* Dacă neglijăm pierderile Joule-Lenz la mersul în gol, care sînt foarte mici, pierderile constante $p_0 = p_M + p_{Fe}$ sînt egale cu puterea absorbită la încercarea în gol a maşinii, adică $p_0 = P_0 = m_1 U_1 I_0 \times \cos\varphi_0 \equiv I_0 \cos\varphi_0$. Deoarece $I_0 \cos\varphi_0 \equiv a_0 E_0$, rezultă că paralela la axa

absciselor dusă prin E_0 reprezintă dreapta *pierderilor în gol* ale mașinii, care sînt date de segmentele constante cuprinse între axa absciselor și această dreaptă.

De pildă, pierderile de mers în gol corespunzătoare punctului de funcționare E, sînt date de segmentul $a\,b = a_0 E_0$ și valoarea lor este

$$p_0 = b \cdot a\,b \text{ wați} \cdot$$

2) *Pierderile Joule-Lenz în cuprul înfășurărilor.* La alunecarea $s = 1$, întreaga putere electrică absorbită de motor din rețea se consumă în motor, deoarece, la această alunecare, motorul stă pe loc. Această putere este dată de segmentul $a_{sc} E_{sc}$. Pierderile fixe în fier fiind reprezentate de $a_{sc} b_{sc}$ (la scurtcircuit cu rotorul calat nu avem pierderi mecanice), urmează că pierderile în cuprul celor două înfășurări sînt date de segmentul $b_{sc} E_{sc}$.

Deoarece pierderile în cupru corespunzătoare punctului de mers în gol E_0 au fost neglijate, urmează că pierderile Joule-Lenz în cele două înfășurări sînt cuprinse între dreptele $E_0 E_{sc}$ și $E_0 C$.

Pierderile în cuprul statorului pot fi separate de cele din cuprul rotorului. În acest scop, segmentul $b_{sc} E_{sc}$ se împarte, prin punctul c_{sc}, în două părți astfel încît să avem

$$\frac{b_{sc}\,c_{sc}}{c_{sc}\,E_{sc}} = \frac{r_1}{r_2} = \frac{p_{Cu1sc}}{p_{Cu2sc}} \cdot \qquad (4\text{-}57)$$

De regulă $r'_2 \approx r_1$ și punctul c_{sc} reprezintă practic jumătatea segmentului $b_{sc} E_{sc}$.

Dacă aplicăm relația (4-57), ne putem dispensa să calculăm pe r'_2, luînd

$$\frac{b_{sc}\,c_{sc}}{c_{sc}\,E_{sc}} = \frac{r_1}{r_{sc} - r_1} \,,$$

în care pe r_{sc} îl obținem din încercarea în scurtcircuit, iar rezistența r_1 a fazei statorului o măsurăm. Prin punctele E_0 și c_{sc} se duce o dreaptă care întîlnește cercul în punctul E_∞. Acest din urmă punct corespunde alunecării $s = \infty$. Dreapta $E_0 E_\infty$ desparte pierderile în cuprul rotoric de cele în cuprul statoric.

De pildă, pentru punctul de funcționare E, pierderile din înfășurarea statorului vor fi date de segmentul $b\,c$, iar cele din înfășurarea rotorului de segmentul $c\,d$. Vom avea deci

$$P_{Cu1} = b \cdot b\,c \text{ wați}$$

și

$$P_{Cu2} = b \cdot c\,d \text{ wați.}$$

3) *Pierderile totale.* Pierderile totale ale motorului sînt date de segmentele cuprinse între dreapta puterii absorbite (axa absciselor) și dreapta $E_0 E_{sc}$.

De pildă, pentru punctul de funcționare E, pierderile totale sînt date de segmentul $a\,d$, valoarea lor fiind

$$p = b \cdot a\,d \text{ wați} \cdot$$

Scanned with OKEN Scanner

c) Puterea utilă

Dacă din puterea electrică absorbită P_1 scădem pierderile totale, obținem puterea mecanică utilă P_2.

De pildă, pentru punctul de funcționare E vom avea

$$P_2 = P_1 - \Sigma p \equiv a E_1 - a d = d E \cdot$$

Valoarea puterii utile respective este

$$P_2 = b \cdot d E \text{ wați} .$$

Prin urmare, dreapta $E_0 E_{sc}$ reprezintă *dreapta puterii mecanice utile*. Pentru orice punct de funcționare a mașinii, distanța acelui punct față de dreapta $E_0 E_{sc}$, măsurată pe verticala punctului, ne dă, la scara puterii, puterea utilă corespunzătoare.

d) Puterea electromagnetică

Potrivit relației (4-24), dacă din puterea absorbită P_1 se scad pierderile p_{Cu1} și p_{Fe}, se obține puterea electromagnetică P a mașinii. Făcînd abstracție de pierderile mecanice, care reprezintă un procent foarte mic din puterea mașinii (1% din puterea nominală la mașini de mică putere și 0,5% la mașini mai puternice), urmează că dreapta $E_0 E_\infty$ reprezintă *dreapta puterii electromagnetice*.

Pentru punctul de funcționare E, puterea electromagnetică este $P \equiv c E$, adică

$$P = b \cdot c E \text{ wați} .$$

e) Cuplul electromagnetic

Cuplul electromagnetic al motorului fiind dat de relația

$$M = \frac{P}{\Omega_1} ,$$

în care Ω_1 este o constantă (viteza unghiulară sincronă a mașinii), rezultă că dreapta puterii electromagnetice (dreapta $E_0 E_\infty$) reprezintă totodată și *dreapta cuplului electromagnetic*.

Distanța oricărui punct de funcționare față de dreapta $E_0 E_\infty$, măsurată pe verticală, va da, la scara cuplurilor, cuplul electromagnetic M al mașinii.

De pildă, pentru punctul de funcționare E, cuplul electromagnetic este $M \equiv c E$.

Scara cuplurilor se deduce din relația

$$M = \frac{P}{9{,}81\,\Omega_1} = \frac{p \cdot P}{9{,}81 \cdot 2\pi f_1} \text{ kgm} ,$$

La frecvența de 50 Hz, relația precedentă devine

$$M = \frac{p \cdot P}{3080} \text{ kgm} .$$

Scanned with OKEN Scanner

Rezultă drept scară a cuplurilor :

$$1\,\text{cm} = \frac{p}{3080} \cdot b = c \ \text{kgm}.$$

Pentru punctul de funcţionare E, valoarea cuplului electromagnetic este

$$M = c \cdot cE \,\text{kgm} .$$

Cuplul maxim M_m al motorului (cuplul de desprindere) corespunde distanţei maxime între punctele de pe cerc şi dreapta cuplurilor. El este dat de segmentul nm, punctul m fiind punctul de contact al tangentei la cerc dusă paralel cu $E_0 E\infty$.

Dacă punctul E corespunde sarcinii nominale P_n a motorului, factorul de supraîncărcare [relaţia (4-45)] este

$$k_M = \frac{M_m}{M_n} = \frac{nm}{cE} .$$

f) Factorul de putere

Valoarea factorului de putere (cos φ) poate fi citită direct pe diagramă dacă se construieşte un semicerc cu diametrul de 100 mm, cu centrul pe axa ordonatelor, care să treacă prin origina O (fig. 4-18). Lungimea în mm a segmentelor de dreaptă tăiate de acest semicerc pe vectorii curentului statoric I_2, sau pe prelungirile acestora, împărţită cu 100, ne dă valoarea factorului de putere respectiv.

De pildă, pentru curentul I_1 ales, avem

$$\cos \varphi_1 = \frac{Oh \ (\text{în mm})}{100} \qquad (4\text{-}58)$$

g) Alunecarea

Pentru determinarea valorii alunecării s, se porneşte de la relaţia (4-32), din care alunecarea se poate pune sub forma

$$s = \frac{p c_{u2}}{P} .$$

Folosind această expresie, printr-o serie de consideraţii geometrice se ajunge la următorul procedeu grafic de determinare a alunecării cu ajutorul diagramei cercului:

Se ia pe diagrama cercului (fig. 4-19) un punct arbitrar A, care se uneşte cu E_0, E_{sc} şi $E\infty$. Pe dreapta AE_0 se ia un alt punct arbitrar r, prin care se duce o paralelă la dreapta $AE\infty$, pînă ce întîlneşte dreapta AE_{sc} în punctul t.

Să presupunem că vrem să găsim alunecarea motorului pentru un curent statoric căruia îi corespunde pe diagramă punctul de funcționare E din figură. Unind punctul A cu E, dreapta AE taie dreapta rt în punctul k.

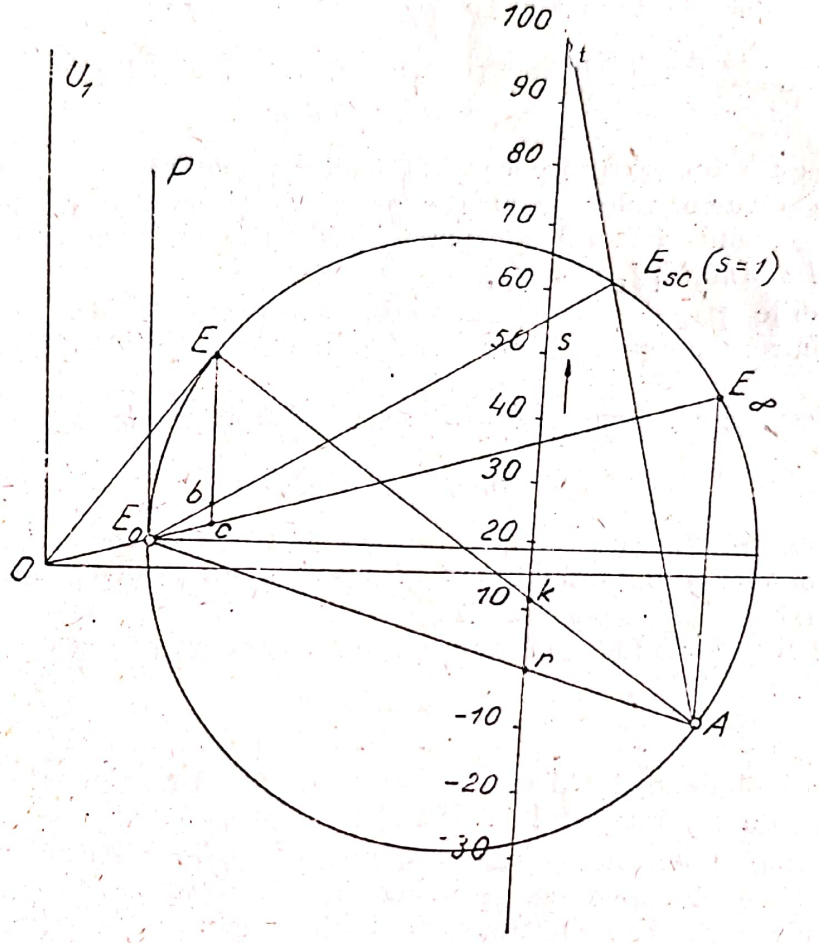


Fig. 4-19. Determinarea alunecării motorului asincron cu ajutorul diagramei cercului

Alunecarea motorului, corespunzătoare punctului de funcționare E, este dată de relația

$$s = \frac{r\,k}{r\,t}\ .$$

Dacă $rt = 100$, segmentul rk ne va da valoarea alunecării în procente.

h) Randamentul

Ținînd seama că randamentul este dat de raportul dintre puterea utilă și cea absorbită, rezultă că pentru fiecare punct de funcționare a motorului el va fi dat de raportul dintre segmentele respective de pe diagramă care reprezintă aceste puteri.

De pildă, pentru punctul de funcționare E din fig. 4-18, vom avea

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{d\,E}{a\,E}\ .$$

Metoda aceasta, din cauza erorilor ce pot surveni la măsurarea segmentelor pe diagramă, nu dă rezultate satisfăcătoare decît la motoare de putere mică, care au randamentul sub 0,8.

La motoarele de putere medie și mare, randamentul se determină cu ajutorul metodei pierderilor separate, folosind relația

$$\eta = \frac{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 - (p_{Cu1} + p_{Cu2} + p_{Fe} + p_M + p_s)}{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1} \quad . \quad (4\text{-}59)$$

În acest scop, se procedează în modul următor:

Se ia diverse valori pentru curentul I_1 și se determină, cu ajutorul diagramei cercului, factorul de putere respectiv, calculîndu-se apoi puterea absorbită $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$,

Pierderile $p_{Fe} + p_M$ se determină din încercarea de mers în gol, ca diferență între puterea P_0 absorbită de motor și pierderile în cuprul statorului.

Pierderile Joule-Lenz în stator se calculează cu relația

$$p_{Cu1} = m_1 r_1 I^2_1,$$

în care curentul I_1 este curentul sarcinii considerate, iar r_1 reprezintă rezistența unei faze a statorului, care, în conformitate cu prescripțiile STAS-ului 1893-50, trebuie raportată la 75° C.

Pierderile Joule-Lenz în rotor se calculează cu relația

$$p_{Cu2} = m_1 r'_2 I'^2_2 \; ;$$

în care I'_2 îl obținem din diagrama cercului, iar pe r'_2 din relația $r'_2 = r_{sc} - r_1$ (rezistența r'_2 raportată la 75° C).

Pierderile suplimentare p_{sn} corespunzătoare sarcinii nominale I_m se iau egale cu 0,5% din puterea nominală P_1 absorbită de motor. Pentru alte valori I_1 ale sarcinii motorului, pierderile suplimentare respective se calculează cu relația

$$p_s = p_{sn} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1n}}\right)^2 \quad .$$

Luînd diverse valori pentru curent și determinînd din diagrama cercului, așa cum s-a arătat mai sus, valorile lui P_1, P_2, M, s, cos φ etc. corespunzătoare, se pot construi, cu ajutorul acestei diagrame (metoda indirectă), caracteristicile de funcționare ale motorului asincron (fig. 4-13).

4-13. Pornirea motorului asincron

a) Motor cu inele colectoare

Dacă s-ar conecta direct la rețea un motor asincron trifazat cu rotorul cu inele colectoare (rotor bobinat) legat în scurtcircuit, curentul de pornire absorbit (curentul de scurtcircuit) ar fi relativ mare, iar cuplul de pornire mic. Curentul de pornire mare constituie un inconvenient pentru rețeaua de alimentare, iar cuplul de pornire mic reduce posibilitățile de utilizare a motorului.

Se micşorează curentul de pornire şi se măreşte apreciabil cuplul de pornire prin folosirea unui reostat de pornire, care se leagă în circuitul rotoric, prin intermediul periilor şi al inelelor colectoare.

Schema de montaj a reostatului de pornire este reprezentată în fig. 4-20. Reostatul de pornire este format din trei rezistenţe reglabile (cîte una de fiecare fază), conectate în stea.

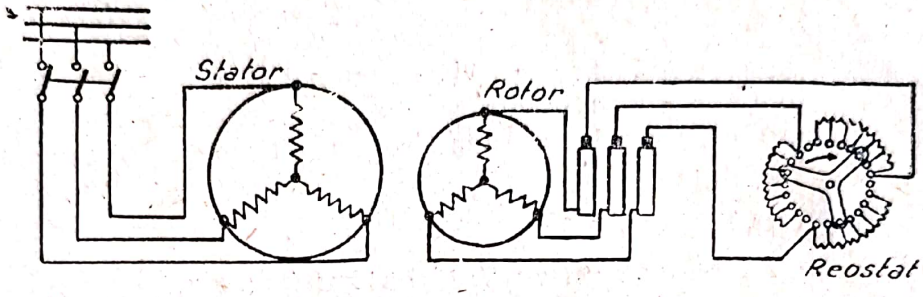


Fig. 4-20. Schema de conectare a reostatului de pornire a motorului asincron

Pornirea motorului se face cu reostatul de pornire pus pe plotul rezistenţei maxime. Pe măsură ce viteza motorului creşte, rezistenţa reostatului este redusă treptat şi în cele din urmă este scoasă complet din circuit prin punerea în scurtcircuit a inelelor colectoare.

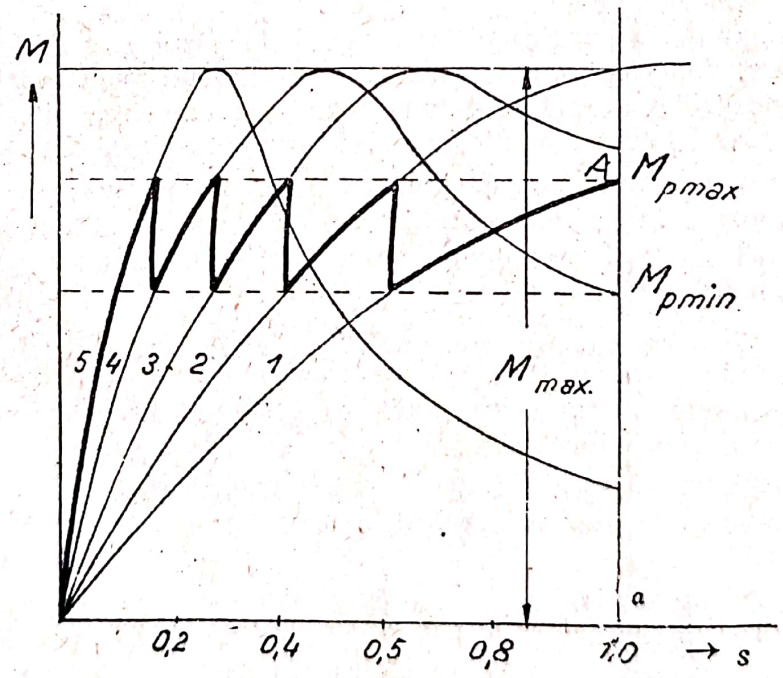


Fig. 4-21. Variaţia cuplului motorului asincron în timpul pornirii cu reostat

In fig. 4-21 este arătat cum variază cuplul motor, în timpul pornirii, la un motor asincron al cărui reostat de pornire are patru trepte $R_{p1} > R_{p2} > R_{p3} > R_{p4}$, R_{p1} fiind rezistenţa totală a reostatului intercalată în primul moment al pornirii. Pentru a se obţine un curent de pornire acceptabil,

valoarea rezistenței R_{p_1} a fost aleasă mai mare decît cea necesară pentru a avea în momentul pornirii cuplul M_{max}.

Curbele *1*, *2*, *3* și *4* din fig. 4-21 corespund celor patru trepte ale reostatului. Variația cuplului în timpul pornirii este dată de curba îngroșată.

În momentul pornirii, cuplul este dat de ordonata aA de pe curba *1*, corespunzătoare rezistenței R_{p_1}. Odată cu creșterea vitezei, alunecarea scade și împreună cu ea scade cuplul după curba *1*. Prin trecerea manetei reostatului pe plotul următor, se intercalează în circuit rezistența R_{p_2}, cuplul se mărește brusc, punctul de funcționare trecînd de pe curba *1* pe curba *2*, pentru a scade apoi după această curbă etc. La scoaterea completă a reostatului din circuit și scurtcircuitarea fazelor rotorului, cuplul variază după curba *5*, care corespunde rezistenței r_2 a înfășurării rotorului.

După cum rezultă din fig. 4-21, cuplul mașinii variază, în timpul pornirii, între M_{pmax} și M_{pmin}.

b) Motor cu rotorul în scurtcircuit

Cînd motorul este construit cu rotorul în scurtcircuit, nu mai dispunem de posibilitatea de a utiliza un reostat de pornire în circuitul rotoric.

Asemenea motoare pot fi puse în funcțiune fără nici un dispozitiv special, prin simpla cuplare la rețea a statorului. Curentul lor de pornire atinge valori relativ ridicate, lucru supărător pentru consumatorii apropiați, legați la aceeași rețea, și pentru aparatele de protecție, din cauza căderii importante de tensiune pe care acest curent o poate produce în rețelele cu capacitate de încărcare mică.

Cu tot curentul de pornire ridicat, cuplul de pornire al acestor motoare este foarte redus, fiind dat de ordonata aA a caracteristicii cuplului, corespunzătoare alunecării $s = 1$ (fig. 4-11). Odată cu creșterea vitezei, curentul motorului scade, iar cuplul se stabilește la valoarea corespunzătoare sarcinii date.

Aceste inconveniente fac ca motoarele în scurtcircuit, de construcție normală (cu rotorul în colivie simplă), să nu depășească puteri de cîțiva zeci de kW și să fie utilizate numai în acționările în care motorul pornește cu sarcină redusă.

STAS-ul 1764-50 fixează raportul $\frac{I_p}{I_n}$, dintre curentul de pornire și cel nominal, la motoarele în scurtcircuit de la 1-100 kW, între 7,2 și 6,5, după puterea și viteza motorului.

Se poate reduce curentul de pornire al motoarelor în scurtcircuit prin micșorarea tensiunii aplicate motorului. Pentru aceasta dispunem de următoarele metode:

1) *Pornirea în stea-triunghi.* Această metodă se poate aplica numai motoarelor a căror înfășurare statorică este legată normal în triunghi. Schema de montaj a pornirii în stea-triunghi este redată în fig. 4-22.

Cu ajutorul unui comutator special, numit *comutator stea-triunghi,* fazele statorului sînt legate, în momentul pornirii, în stea. După ce motorul a atins o anumită viteză, se trece la legătura normală în triunghi.

Prin legarea în stea, tensiunea pe fază a motorului, care normal este U_l, scade la $\frac{U_l}{\sqrt{3}}$ deci de $\sqrt{3}$ ori. În același raport se reduce și curentul de

pornire pe fază. Deoarece pentru legătura în stea $I_f = I_l$, iar pentru cea în triunghi $I_l = \sqrt{3}\, I_f$ curentul de pornire pe linie (curentul absorbit din rețea la pornire), se micșorează de 3 ori față de același curent în cazul că pornirea s-ar face cu fazele legate în triunghi.

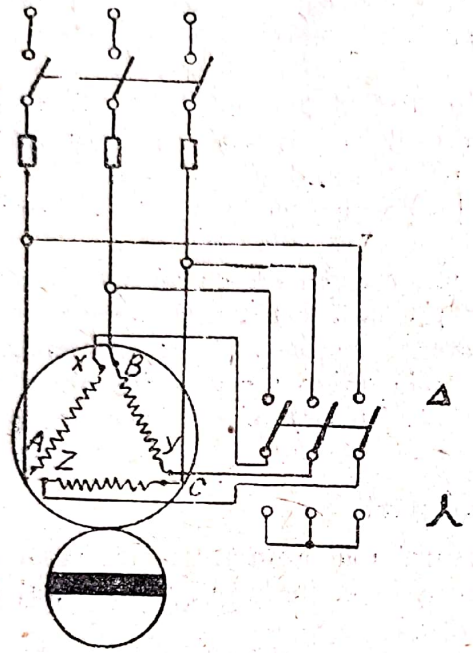


Fig. 4-22. Schema de pornire a motorului asincron în scurtcircuit prin comutator stea-triunghi

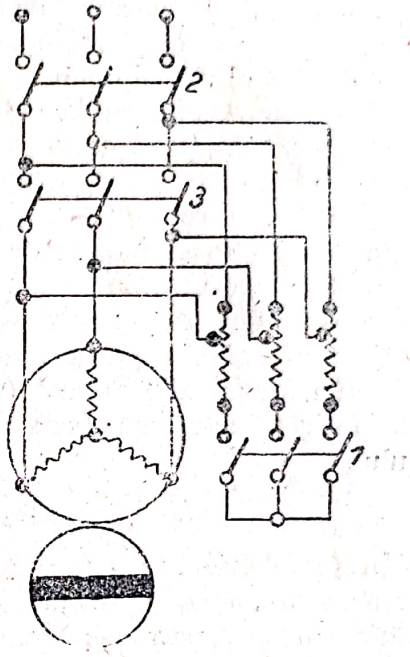


Fig. 4-23. Schema de pornire a motorului asincron în scurtcircuit prin autotransformator

Cuplul de pornire al motorului fiind proporțional cu patratul tensiunii pe fază, prin scăderea acesteia de $\sqrt{3}$ ori, cuplul de pornire și altfel destul de mic, scade de 3 ori.

Rezultă că metoda aceasta de pornire nu poate fi aplicată decît motoarelor care pornesc în gol sau cu sarcini foarte reduse

2) *Pornirea prin autotransformator.* Metoda reducerii tensiunii de pornire cu un autotransformator se aplică atunci cînd fazele motorului sînt normal legate în stea.

În fig. 4-23 este reprezentată schema de montaj a pornirii unui motor asincron în scurtcircuit cu autotransformator. Operația de pornire se desfășoară în modul următor:

Se închide întrerupătorul *1* și apoi întrerupătorul *2*, aplicîndu-se astfel la bornele mașinii tensiunea redusă a autotransformatorului. După ce motorul a pornit, se deschide întrerupătorul *1*; în modul acesta, tensiunea aplicată motorului se mărește, căci autotransformatorul lucrează acum ca o bobină de reactanță (un reactor) legată în serie cu motorul. În sfîrșit, prin închiderea întrerupătorului *3*, motorul este adus la tensiunea normală de funcționare.

Ca și în cazul precedent, metoda pornirii prin autotransformator prezintă dezavantajul de a reduce cuplul de pornire proporțional cu patratul tensiunii, deci aci cu patratul raportului de transformare.

4-14. Motoare în scurtcircuit de construcție specială

După cum am arătat în paragraful precedent, motoarele în scurtcircuit cu rotorul în colivie simplă prezintă neajunsul unui curent de pornire ridicat și a unui cuplu de pornire redus, iar măsurile care se iau pentru scăderea curentului de pornire produc o și mai accentuată reducere a cuplului de pornire. Aceste inconveniente restrîng puterea și domeniul de utilizare al motorului în colivie simplă.

Două tipuri constructive de motoare cu rotorul în scurtcircuit și anume motorul cu *rotorul în dublă colivie* și motorul cu *rotorul cu bare înalte* prezintă caracteristici de pornire sensibil mai bune decît ale motorului în colivie simplă, apropiind comportarea lor la pornire de aceea a motorului cu inele colectoare și reostat de pornire

Ambele aceste tipuri constructive au statorul la fel ca al unui motor asincron obișnuit. În schimb, rotoarele lor prezintă construcții speciale.

Comportarea la pornire a acestor motoare se bazează pe un fenomen fizic comun, acela al refulării (îndesării) spre întrefier a curentului alternativ rotoric în conductoarele (sau porțiunile de conductor) aflate în crestăturile rotorului.

a) Fenomenul refulării

În fig. 4-24 este reprezentată o crestătură mai adîncă a unui rotor de motor asincron, în care se găsește un conductor unic, în formă de bară, al înfășurării rotorice parcurse de curent

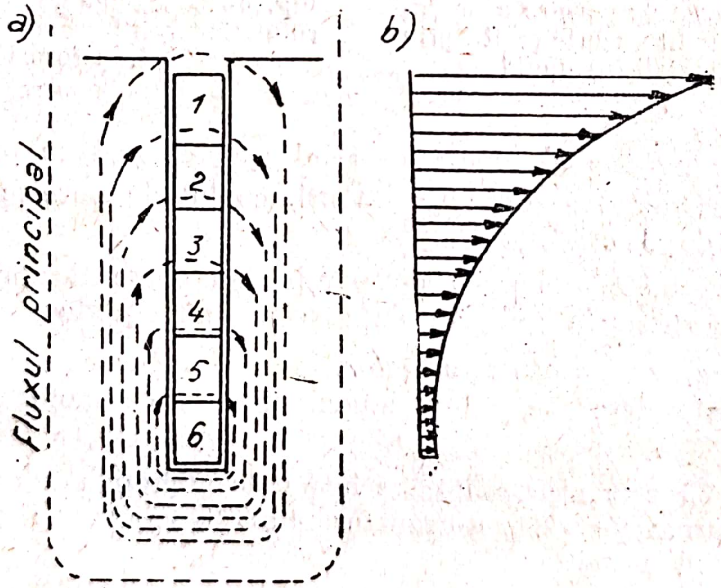


Fig. 4-24. Distribuția fluxului de scăpări (*a*) și a densității curentului (*b*) pe înălțimea unei crestături

Din punctul de vedere al repartizării curentului pe secțiunea conductorului, putem presupune conductorul unic fracționat într-un număr oarecare de conductoare legate în paralel, de pildă 6 conductoare.

Cea mai mare parte din fluxul propriu produs de aceste conductoare prin trecerea curentului se închide prin stator, adică pe drumul fluxului

principal. O parte din liniile cîmpului magnetic se închid însă transversal, prin crestătură, de la un perete la celălalt al acesteia, constituind ceea ce numim *fluxul de scăpări al rotorului prin pereții crestăturii*.

Aspectul liniilor de inducție ne arată că conductorul *6*, situat în fundul crestăturii, este înlănțuit de cele mai multe asemenea linii, conductorul *5*, situat deasupra, este înlănțuit de un număr mai mic și așa mai departe, fiecare conductor fiind înlănțuit de un număr de linii de inducție cu atît mai mic, cu cît se găsește mai aproape de întrefier. Astfel conductorul *1*, situat lîngă întrefier, este înconjurat numai de propriul său flux, pe cînd conductorul *6*, din fundul crestăturii, este înconjurat, pe lîngă fluxul său propriu de scăpări, și de fluxul celor *5* conductoare de deasupra sa.

Urmează că reactanța inductivă corespunzătoare fluxului de scăpări variază de-a lungul înălțimii crestăturii, fiind maximă pentru conductorul din fundul crestăturii și minimă pentru cel de lîngă întrefier. La fel variază și impedanțele corespunzătoare fiecărui conductor parțial din crestătură. În consecință, densitatea curentului rotoric I_2 se distribuie în mod neuniform de-a lungul înălțimii crestăturii, fiind minimă în conductorul din fundul crestăturii și maximă în acela de lîngă întrefier. Fenomenul se prezintă ca și cum curentul I_2 ar fi refulat spre partea dinspre întrefier a conductorului unic în formă de bară, sau ca și cum rezistența acestuia, deci a înfășurării rotorice, s-ar mări.

Această refulare este cu atît mai accentuată și rezistența înfășurării rotorice devine cu atît mai mare, cu cît frecvența curentului rotoric este mai mare și atinge maximum cînd rotorul stă pe loc, adică cînd $f_2 = f_1$, deci cînd reactanțele de scăpări sînt maxime.

b) Motoare cu rotorul în dublă colivie

Rotorul motorului asincron în dublă colivie dispune de două înfășurări în formă de colivie, așezate una la periferia rotorului, în apropierea întrefierului, *colivia exterioară*, notată în fig. 4-25 cu C_1, și cea de a doua mai adînc în miezul de fier al rotorului, *colivia interioară*, notată în aceeași figură cu C_2.

Colivia exterioară se face dintr-un metal cu rezistență specifică mare și se dispune în așa fel încît să aibă o reactanță inductivă redusă, pe cînd colivia interioară se face dintr-un material conductor obișnuit, cu o rezistență cu mult mai mică decît a coliviei exterioare, și i se asigură constructiv o reactanță inductivă cu mult mai mare. Între crestăturile celor două colivii sînt amenajate deschideri înguste, care influențează asupra parametrilor de funcționare ai motorului.

La pornire fenomenul refulării fiind accentuat, din cauza reactanței mari a coliviei interioare curentul rotoric I_2 este aproape în întregime împins în colivia exterioară. Rezistența ridicată a acesteia reduce considerabil curentul de pornire, care rămîne în limite convenabile. Se realizează astfel un rotor care în momentul pornirii dispune automat de o rezistență mare.

Cînd rotorul ajunge la viteza de regim, frecvența curentului rotoric scade foarte mult, fenomenul refulării devine practic neglijabil și curentul rotoric se repartizează, în cele două colivii, invers proporțional cu rezistențele acestora.

Scanned with OKEN Scanner

Rezistența coliviei interioare fiind cu mult mai mică decît aceea a coliviei exterioare, cea mai mare parte din curent trece prin colivia interioară și numai o mică parte prin cea exterioară.

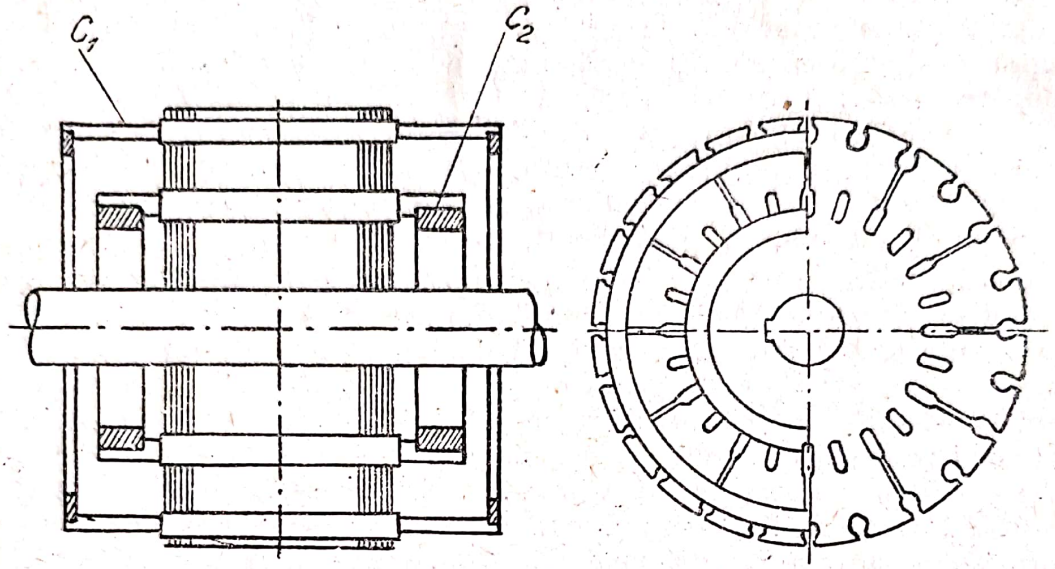


Fig. 4-25. Reprezentarea schematică a rotorului în dublă colivie

Prin urmare, colivia exterioară intervine numai la pornire, jucînd rolul unui circut rotoric cu reostat de pornire în serie; de aceea, această colivie mai poartă și numele de *colivie de pornire*.

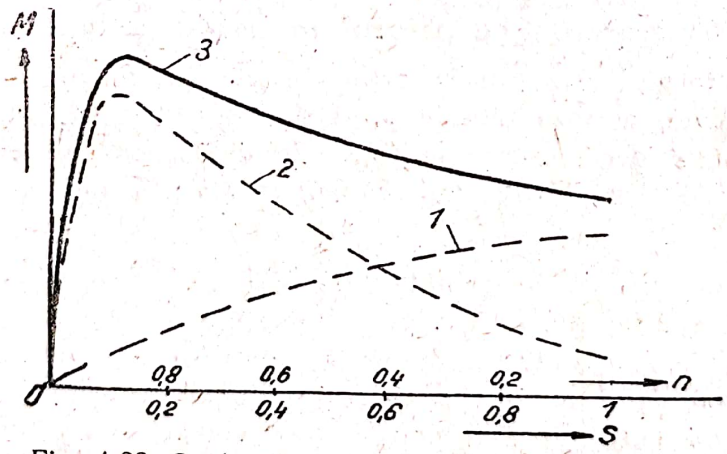


Fig. 4-26. Cuplurile motorului asincron cu rotorul în dublă colivie

În ceea ce privește cuplul, rezistența ridicată a colivii exterioare permite să se obțină la pornirea motorului un cuplu de pornire relativ important, care, pe măsură ce viteza crește, se micșorează (curba *1* din fig. 4-26). Rezistența mică a coliviei interioare și reactanța sa de scăpări importantă la pornire, care produce un decalaj accentuat al curentului din această colivie față de f.e.m indusă, dă un cuplu de pornire redus. Pe măsură ce viteza motorului se mărește, crește și cuplul dat de această colivie pînă la valoarea sa maximă, pentru ca apoi să se apropie de zero, odată cu alunecarea, la fel ca la

motorul asincron obișnuit (curba 2 din fig. 4-26). Cuplul total M al motorului, egal cu suma celor două cupluri M_1 și M_2, este dat de curba 3 din fig. 4-26.

Motorul în dublă colivie are un curent de pornire $I_p = (3\text{-}5)\, I_n$ și un cuplu de pornire $M_p = (1\text{-}2)\, M_n$. Randamentul și factorul de putere este ceva mai scăzut, iar alunecarea mai mare decît la motoarele de construcție normală.

c) Motoare cu bare înalte

O construcție mai puțin complicată și avînd proprietăți asemănătoare cu acelea ale motoarelor cu dublă colivie o prezintă motoarele asincrone cu rotoare prevăzute cu crestături adînci și înguste, în care sînt introduse bare înalte și subțiri. În fig. 4-27 este redată o secțiune transversală prin rotorul unui motor cu bare înalte. În fiecare crestătură a rotorului intră cîte o singură bară și ansamblul barelor formează o colivie simplă, barele fiind scurtcircuitate lateral prin cîte un inel de scurtcircuitare, al căror contur este reprezentat în fig. 4-27 prin linii întrerupte.

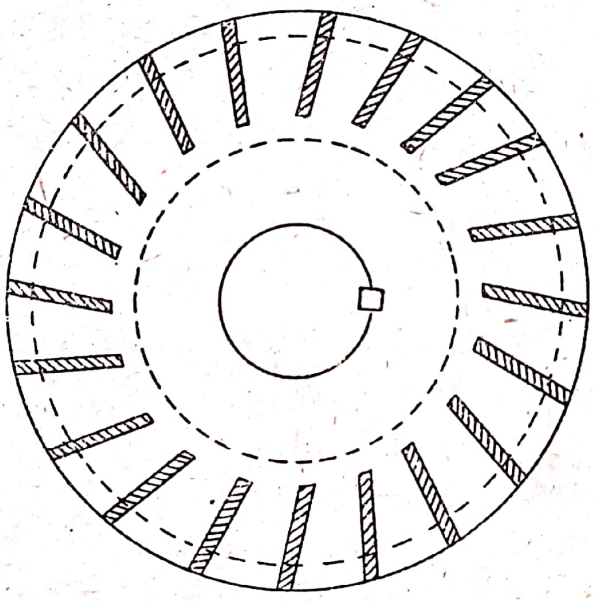


Fig. 4-27. Secțiune transversală prin rotorul unui motor cu bare înalte

Mecanismul refulării curentului și influența acestei refulări asupra condițiunilor de funcționare ale motorului la pornire a fost explicată la punctul a) de mai sus. La pornire, curentul rotoric se îndeasă în partea dinspre întrefier a secțiunii barelor, mărind astfel în mod apreciabil rezistența înfășurării rotorice, deci reducînd curentul de pornire și mărind cuplul de pornire. La mersul în viteză, curentul rotoric se repartizează practic în mod uniform pe întreaga secțiune a barei și rezistența circuitului rotoric scade la valoarea sa normală.

Curentul de pornire al motoarelor cu bare înalte este $I_p = (4\text{-}7)\, I_n$ iar cuplul de pornire $M_p = (0{,}8\text{-}2)\, M_n$. Crestăturile adînci provocînd o dispersiune accentuată a fluxului, factorul de putere al acestor motoare este mai scăzut decît al motoarelor de construcție normală.

4-15. Schimbarea sensului de rotaţie şi reglajul vitezei motorului asincron

Sensul de rotaţie al motorului asincron trifazat depinde de sensul de rotaţie al cîmpului învîrtitor statoric; schimbînd sensul acestuia din urmă, se schimbă şi sensul de rotaţie al rotorului

Sensul de rotaţie al cîmpului învîrtitor statoric depinde de sensul de succesiune a fazelor statorului. Prin urmare, pentru a schimba sensul de rotaţie al motorului este suficient de a schimba între ele legăturile la borne a două faze. În acest scop, se utilizează comutatoare inversoare, ca acelea din fig. 4-28.

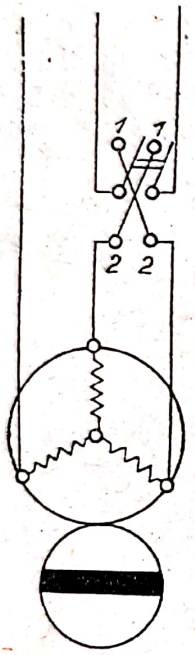


Fig. 4-28. Schimbarea sensului de rotaţie a motorului asincron

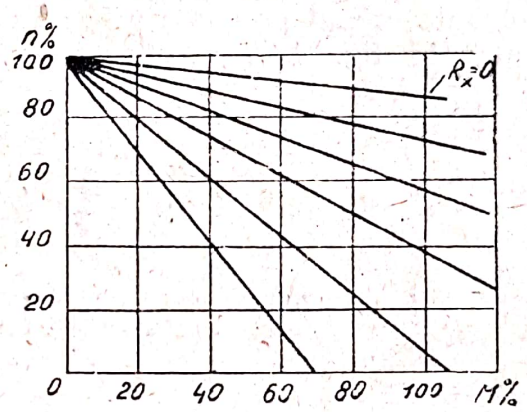


Fig. 4-29. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron pentru valori diferite ale rezistenţei circuitului rotoric

Reglajul vitezei motorului asincron se poate realiza prin următoarele două procedee:

a) Variaţia rezistenţei circuitului rotoric

Am văzut că dacă se variază rezistenţa circuitului rotoric al motorului asincron se obţin diverse curbe ale cuplului în funcţie de alunecare. În fig. 4-29 sînt reprezentate carcateristicele mecanice ale motorului pentru diverse rezistenţe ale circuitului rotoric. Curbele sînt cu atît mai aplecate, cu cît rezistenţa circuitului rotoric este mai mare. Rezultă că la aceeaşi valoare a cuplului corespund viteze diferite ale motorului, cu atît mai reduse, cu cît rezistenţa circuitului rotoric este mai mare.

În modul acesta, variind rezistenţa circuitului rotoric prin utilizarea unui reostat corespunzător, putem regla viteza motorului asincron. Este evident că un asemenea reglaj nu poate fi obţinut decît la un motor cu rotorul cu inele colectoare.

Sistemul de reglaj al vitezei prin variația rezistenței circuitului rotoric este neeconomic, căci odată cu creșterea rezistenței din circuitul rotoric se măresc pierderile Joule-Lenz din rotor, deci scade randamentul motorului. În afară de aceasta, reglajul nu este sensibil cînd motorul funcționează sub sarcină redusă. Metoda se aplică motoarelor de putere mică și mijlocie, la care reglajul vitezei nu depășește 30% din viteza nominală a motorului.

Menționăm că reostatul de reglaj al vitezei se dimensionează pentru sarcina permanentă a motorului, spre deosebire de reostatul de pornire, care este dimensionat pentru o sarcină de scurtă durată. Prin urmare, un reostat de pornire nu poate fi utilizat ca reostat de reglaj al vitezei.

b) Variația numărului de perechi de poli

Viteza de rotație a motorului asincron este dată de relația (20-5)

$$n = (1 - s)\, n_1 ,$$

în care

$$n_1 = \frac{60\, f_1}{p} .$$

Prin urmare, variind numărul p de perechi de poli ai motorului se poate varia viteza sincronă n_1 a mașinii și, odată cu ea, viteza n a motorului.

De regulă, schimbarea numărului de perechi de poli se face așezînd pe stator o singură înfășurare și schimbînd, cu ajutorul unui comutator

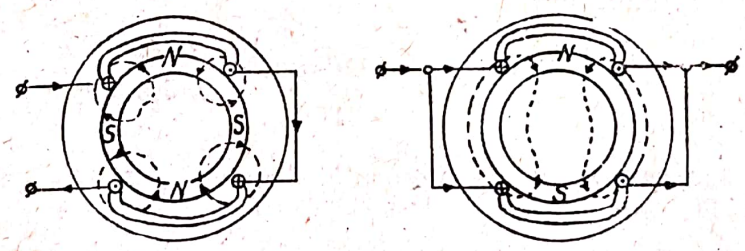


Fig. 4-30. Reglajul vitezei prin variația numărului de perechi de poli

special, legăturile dintre elementele componente ale înfășurării. Procedeul acesta de reglaj se aplică cel mai adesea motoarelor cu rotorul în scurt-circuit, la care rotorul ia automat același număr de poli ca și statorul.

În fig. 4-30 este reprezentată schematic înfășurarea statorică a unui motor asincron, ale cărei elemente componente sînt legate în *a)* în serie și în *b)* în paralel. În cazul legării în paralel, numărul de poli ai înfășurării este de două ori mai mic, prin urmare viteza de două ori mai mare decît în cazul legării în serie. Se construiesc asemenea motoare pentru două viteze (mai rar pentru trei sau patru), de pildă (neținînd seama de alunecare), pentru 500-750-1000-1500 rot/min.

Metoda aceasta de reglaj al vitezii este economică, însă prezintă neajunsul că reglajul se face în trepte mari, viteza trecînd de la simplu la dublu,

sau invers. În afară de aceasta, costul unui asemenea motor este mai ridicat, din cauza complicației pe care o prezintă înfășurarea sa statorică și comutatorul special al acesteia.

Exemplul 4-6. Se cere să se determine rezistența R, care trebuie introdusă în rotorul unui motor asincron hexapolar cu inele colectoare, legat la o rețea cu $f_1 = 50$ Hz, pentru ca viteza motorului să scadă de la valoarea de 965 rot/min, corespunzătoare sarcinii nominale, la 510 rot/min, cuplul mașinii rămînînd același. Rezistența înfășurării rotorice este $r_2 = 0.05\,\Omega$.

Soluția: Să notăm cu s alunecarea motorului la viteza de 965 rot/min și cu s', la viteza de 510 rot/min. Deoarece cuplul mașinii rămîne constant, trebuie ca relația (4-39) a cuplului să dea același rezultat, atît pentru r'_2/s cît și pentru $(r'_2 + R')/s$. Pentru aceasta trebuie ca

$$\frac{r'_2 + R'}{s'} = \frac{r'_2}{s},$$

sau

$$\frac{r_2 + R}{s'} = \frac{r_2}{s}.$$

Rezultă că

$$R = r_2 \left(\frac{s'}{s} - 1 \right).$$

Cu valorile date, avem

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1000 - 965}{1000} = 0{,}035,$$

deoarece viteza sincronă n_1 a motorului hexapolar la $f_1 = 50$ Hz este de 1000 rot/min. De asemenea

$$s' = \frac{n_1 - n'}{n_1} = \frac{1000 - 510}{1000} = 0{,}490.$$

rezultă că

$$R = 0{,}05 \left(\frac{0{,}490}{0{,}035} - 1 \right) = 0{,}65\,\Omega.$$

4-16. Motorul asincron monofazat

Motorul asincron monofazat se deosebește de motorul polifazat prin aceea că statorul său dispune de o înfășurare monofazată. Rotorul este însă identic cu acela al motoarelor polifazate cu inele colectoare sau în colivie.

Alimentată cu un curent sinusoidal monofazat, înfășurarea statorică a motorului monofazat produce un cîmp sinusoidal pulsatoriu. Am arătat în par. 11-11 din vol. I, că un asemenea cîmp se poate descompune în două

cîmpuri învîrtitoare, de amplitudine pe jumătate decît a cîmpului pulsatoriu, care se rotesc în sens opus cu viteze egale. În cazul unui motor cu p perechi de poli, viteza de rotaţie a cîmpurilor este $n = \frac{60 f_1}{p}$.

Cîmpului pulsatoriu îi corespunde un flux pulsatoriu de valoare maximă Φ, iar cîmpurilor învîrtitoare le corespund fluxurile învîrtitoare Φ_I şi Φ_{II}. Între fluxuri există relaţia

$$\Phi_I = \Phi_{II} = \frac{\Phi}{2} . \tag{4-60}$$

Fiecare din cele două fluxuri învîrtitoare Φ_1 şi Φ_{II} tăind conductoarele înfăşurării rotorice induc în acestea curenţi, deci creează două cupluri de rotaţie M_I şi M_{II} care acţionează în sens opus asupra rotorului. Valoarea acestor cupluri este dată de relaţiile

$$M_I = K_M \Phi_I I_{2I} \cos \psi_{2I} \tag{4-61}$$

$$M_{II} = K_M \Phi_{II} I_{2II} \cos \psi_{2II}, \tag{4-62}$$

în care I_{2I} şi I_{2II} sînt curenţii din rotor produşi de f. e. m. rotorice E_{2I} şi E_{2II}, corespunzătoare fluxurilor Φ_I şi Φ_{II}, iar ψ_{2I} şi ψ_{2II}, unghiurile de decalaj dintre I_{2I} şi E_{2I} respectiv I_{2II} şi E_{2II}.

Să presupunem că Φ_I este *fluxul direct*, adică acela care se învîrteşte în acelaşi sens ca şi rotorul, şi Φ_{II} *fluxul invers*, care se învîrteşte în sens contrar cu rotorul. Dacă s este alunecarea rotorului faţă de fluxul direct, alunecarea s' faţă de fluxul invers este dată de relaţia

$$s' = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} .$$

Ţinînd seama că

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} ,$$

rezultă

$$s' = 2 - s . \tag{4-63}$$

În acest caz, conform relaţiei (4-12), putem scrie

$$I_{2I} = \frac{s \cdot E_{2I}}{\sqrt{r_2^2 + (s x_2)^2}} ; \quad \cos \psi_{2I} = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (s x_2)^2}} \tag{4-64}$$

$$I_{2II} = \frac{(2 - s) E_{2II}}{\sqrt{r_2^2 + (2 - s)^2 x_2^2}} ; \quad \cos \psi_{2II} = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (2 - s)^2 x_2^2}} \tag{4-65}$$

În aceste relaţii f.e.m. E_{2I} şi E_{2II} fiind induse în rotor la aceeaşi alunecare $s = 1$, sînt egale.

Valorile cuplurilor M_I şi M_{II} în funcţie de alunecare se obţin intro-

ducînd în relaţiile (4-61) şi (4-62) fluxurile, curenţii şi factorii de putere daţi de relaţiile (4-60), (4-64) şi (4-65) şi ţinînd seama că fluxul invers este negativ.

În fig. 4-31 sînt reprezentate caracteristicele celor două cupluri M_I şi M_{II} în funcţie de alunecare. Cuplul rezultant M al motorului este dat de diferenţa dintre cuplul M_I, corespunzător fluxului direct, şi cuplul M_{II}, corespunzător fluxului invers. Deci

$$M = M_I = M_{II} \cdot \qquad (4\text{-}66)$$

Din fig. 4-31 rezultă că dacă rotorul se găseşte în repaus, adică dacă $s = 1$, cuplul rezultant al motorului este egal cu zero (cele două cupluri M_I şi M_{II} fiind egale şi de sens opus) şi motorul nu poate porni. Acelaşi lucru rezultă şi analitic din relaţiile anterioare, care pentru $s = 1$ ne dau $M_I = -M_{II}$.

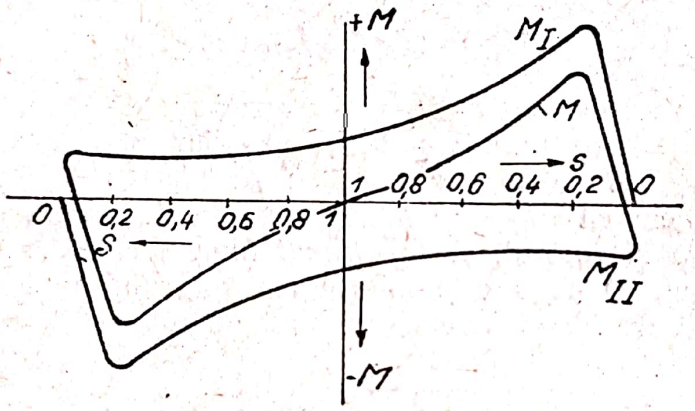


Fig. 4-31. Cuplurile motorului asincron monofazat

Pentru ca motorul monofazat să poată porni, adică pentru a putea produce un cuplu rezultant, este necesar ca el să fie lansat, adică să i se dea un impuls de pornire cu ajutorul unei forţe din afară. La motoarele mici, pornite în gol, acest impuls poate fi dat manual. Sensul de rotaţie al motorului depinde de sensul impulsului de pornire. De îndată ce motorul a pornit, cuplul direct se întăreşte şi motorul se învîrteşte mai departe de la sine pînă ce ajunge la viteza sa n. De acum înainte motorul se comportă faţă de fluxul direct Φ_I întocmai ca un motor asincron trifazat obişnuit.

Motoarele monofazate mai puternice sau acelea care trebuie să pornească în sarcină sînt pornite în bifazat, aşezînd pe stator o mică înfăşurare auxiliară decalată în spaţiu faţă de înfăşurarea principală cu $\frac{\pi}{2p}$ radiani. În momentul pornirii, odată cu trimiterea curentului monofazat în înfăşurarea principală se trimite în înfăşurarea auxiliară un curent defazat în timp cu circa 1/4 de perioadă faţă de curentul din înfăşurarea principală. Această defazare se obţine prin introducerea unei bobine de inducţie sau a unui condensator în serie cu înfăşurarea auxiliară de pornire. Cei doi curenţi bi-

fazați provin deci de la aceeași rețea monofazată. În felul acesta, se produce un cîmp învîrtitor și un cuplu de pornire suficient de mare pentru a pune mașina în mișcare. De îndată ce motorul a intrat în viteză, se poate întrerupe alimentarea înfășurării auxiliare, motorul continuînd să funcționeze monofazat.

Cele mai utilizate motoare monofazate sînt cele cu condensatoare. Ele prezintă avantajul de a avea un cuplu de pornire mai ridicat și un cos φ mai bun decît al motoarelor monofazate cu dispozitive de pornire în bifazat prevăzute cu bobine de inducție.

În fig. 4-32 este dată schema de montaj a unui motor asincron monofazat cu condensator de pornire. În figură s-a notat cu *a* înfășurarea principală a motorului (care obișnuit ocupă 2/3 din crestăturile statorului) și cu *b* înfășurarea auxiliară de pornire (care ocupă restul de 1/3 din crestături). În circuitul acesta din urmă este montat condensatorul de pornire *C*.

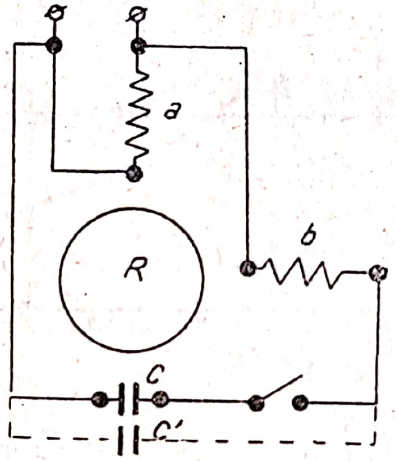


Fig. 4-32. Schema de pornire a motorului asincron monofazat cu condensator

Uneori motoarele asincrone monofazate dispun, în paralel cu condensatorul de pornire *C*, de un al doilea condensator *C'* (fig. 4-32). Pornirea se face cu ambele condensatoare în circuit, deci cu o capacitate totală $C+C'$, ceea ce asigură o caracteristică de pornire $[M=f(s)]$ mai bună, adică un cuplu de pornire mai puternic. După ce motorul a pornit, se păstrează în circuit numai condensatorul *C'*, al cărui rol este să amelioreze factorul de putere și să asigure motorului o caracteristică de funcționare mai bună, adică o capacitate de supraîncărcare mai mare decît a motorului monofazat obișnuit.

4-17. Funcționarea mașinii asincrone în regim de generator și frînă

Ca orice mașină electrică, mașina asincronă este reversibilă, adică poate funcționa atît ca motor cît și ca generator.

Să presupunem că antrenăm un motor asincron printr-un motor primar, la o viteză $n > n_1$. Conform relației (4-4), alunecarea lui devine negativă

și crește în valoare absolută cu n. Cuplul mașinii, dat de relația (4-39), ia valori negative. Prin urmare, pentru viteze mai mari decît cea de sincronism cuplul schimbă de semn, devenind din cuplu motor cuplu rezistent, iar mașina trece din regimul de funcționare ca motor, în acela de funcționare ca generator. Ea debitează pe rețeaua la care este cuplată energie electrică, de frecvența rețelei, deci funcționează ca *generator asincron*. Pentru ca un motor asincron să se transforme în generator asincron, este suficient să fie învîrtit cu o viteză cu puțin mai mare decît viteza de sincronism. La o viteză de circa 3% peste viteza de sincronism, generatorul asincron funcționează în plină sarcină.

Cuplul rezistent al mașinii asincrone funcționînd ca generator este dat de relația (4-39), în care variabila s ia valori negative (fig. 4-33). Valoarea maximă a cuplului rezistent corespunde alunecării date de relația (4-41), luată cu semnul minus.

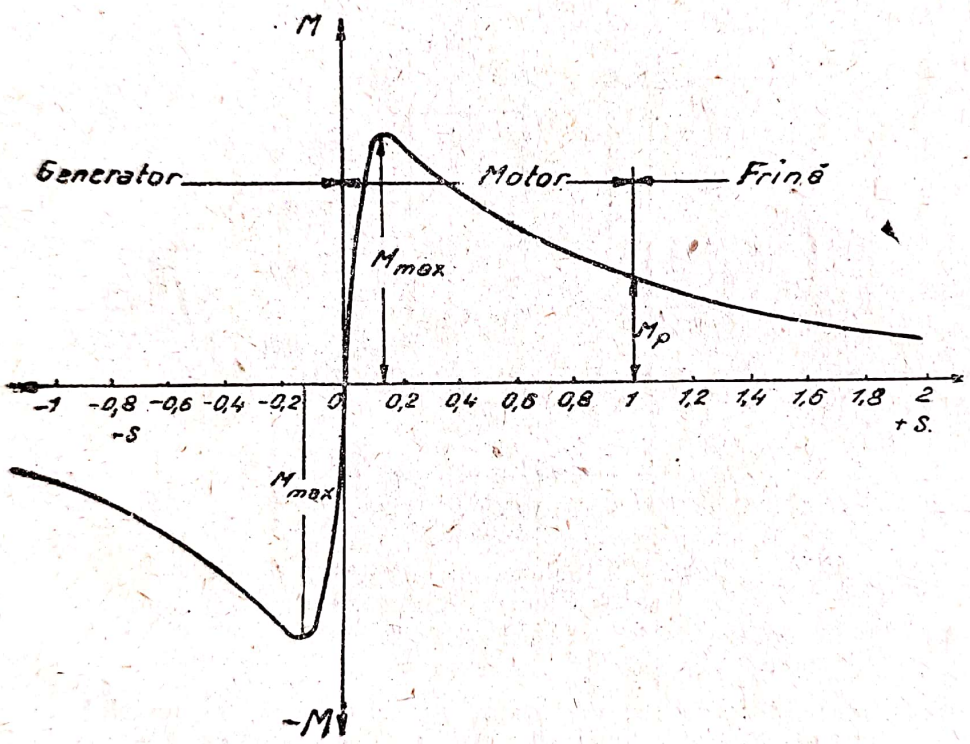


Fig. 4-33. Caracteristica cuplului mașinii asincrone pentru cele trei regimuri de funcționare: motor, generator și frînă electromagnetică

Pe diagrama cercului (fig. 4-19), regimul de funcționare ca generator corespunde porțiunei $E_0 A E_\infty$

Dacă rotorul mașinii este învîrtit în sens opus cîmpului învîrtitor statoric, viteza n a rotorului trebuie luată cu semnul minus și relația (4-4) a alunecării devine

$$s = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} .$$

Prin urmare, în acest regim de funcționare, care poartă numele de *regim de frînă electromagnetică* (pe scurt, regim de frînă), alunecarea mașinii

poate varia între $+1$ și $+\infty$. Pe diagrama cercului (fig. 4-18), regimul de frînă este cuprins între E_{sc} și $E\infty$.

Regimul de frînă se folosește, în practică, la oprirea rapidă a motorului sau pentru micșorarea vitezei sale, de pildă la motoarele de macara și de ascensoare cînd greutatea coboară. În acest scop, se inversează sensul de rotație al cîmpului statoric, cu un comutator asemenea aceluia din fig. 4-28, în timp ce rotorul, antrenat de greutate, continuă să se învîrtească în același sens.

Pentru a se mări cuplul de frînare și, totodată, pentru a se reduce curentul care apare în acest regim de funcționare, simultan cu inversarea sensului cîmpului statoric, rotorul este conectat pe un reostat, care are un rol analog reostatului de reglaj din regimul de funcționare ca motor.

CAPITOLUL V

REGIMUL TERMIC AL MAŞINILOR ELECTRICE

5-1. Încălzirea şi răcirea maşinii electrice

Am văzut că funcţionarea oricărei maşini electrice este însoţită de pierderi de energie, care apar în maşină sub formă de căldură. O parte din această căldură produce încălzirea maşinii, restul se transmite, prin răcire, mediului ambiant.

Răcirea unei maşini este proporţională cu diferenţa dintre temperatura sa proprie şi temperatura mediului de răcire. În cele ce urmează, vom presupune ca mediu de răcire aerul ambiant.

La începutul funcţionării maşinii, diferenţa dintre temperatura ei şi cea a mediului ambiant este neglijabilă şi practic întreaga cantitate de căldură, dezvoltată în maşină, serveşte la încălzirea ei. Pe măsură însă ce maşina se încălzeşte, diferenţa dintre temperatura sa şi aceea a mediului ambiant creşte; din cantitatea de căldură dezvoltată în unitate de timp o parte din ce în ce mai mare este transmisă mediului ambiant şi o parte din ce în ce mai mică rămîne în maşină şi îi ridică mai departe temperatura. Încălzirea maşinii creşte cu atît mai încet cu cît temperatura sa este mai mare. Creşterea temperaturii încetează cînd maşina a atins acea temperatură pentru care întreaga energie calorică primită este transmisă mediului ambiant, prin răcire, deci cînd maşina se găseşte în *echilibru termic*. Această temperatură se numeşte *temperatură permanentă* sau *temperatură de regim* a maşinii, corespunzătoare sarcinii date.

Să stabilim ecuaţia după care are loc încălzirea maşinii electrice, în ipoteza simplificatoare că maşina ar constitui un corp omogen. Pentru aceasta vom nota cu

Q cantitatea de căldură, exprimată în kcal/sec, pe care o primeşte maşina în unitate de timp şi care este dată de relaţia

$$Q = 0{,}24 \, \Sigma p \, , \qquad (5\text{-}1)$$

în care Σp sînt pierderile din maşină, exprimate în kW;

C este capacitatea termică globală a maşinii, adică cantitatea de căldură, exprimată în kcal, necesară pentru a ridica temperatura maşinii cu 1^0 C;

A — constanta de răcire globală a mașinii, adică cantitatea totală de căldură pierdută prin răcire, exprimată în kcal/secundă și ^{0}C, dată de relația

$$A = \Sigma \mu S , \tag{5-2}$$

în care S este o suprafață parțială oarecare a mașinii, prin care se cedează căldura, iar μ coericientul de răcire a mașinii, corespunzător acelei suprafețe.

Bilanțul termic al mașinii, pentru un interval de timp infinit mic dt, este dat de relația

$$Q\,dt = (C\,d\theta + A\,\theta\,dt)\ \text{kcal}, \tag{5-3}$$

în care θ reprezintă *încălzirea* mașinii în momentul considerat, adică diferența dintre temperatura mașinii și aceea a mediului ambiant

Legea de variație a încălzirii mașinii se obține prin rezolvarea ecuației diferențiale (5-3).

Separînd variabilele, se obține

$$C\,d\theta = (Q - A\theta)\,dt ,$$

de unde

$$\frac{C\,d\theta}{Q - A\theta} = dt .$$

Ținînd seama că $d(Q - A\theta) = -A\,d\theta$, deci $d\theta = -\frac{d(Q - A\theta)}{A}$, rezultă

$$\frac{d(Q - A\theta)}{Q - A\theta} = -\frac{A}{C}\,dt ;$$

de unde

$$ln(Q - A\theta) = -\frac{A}{C}\,t + ln\,K ,$$

sau

$$Q - A\theta = K_0^{-\frac{A}{C}t} ,$$

unde K este constanta de integrare.

Dacă pentru $t = 0$, $\theta = \theta_0$, constanta de integrare este dată de relația

$$K = Q - A\theta_0 ,$$

și relația precedentă devine

$$\theta = \frac{Q}{A}\left(1 - e^{-\frac{A}{C}t}\right) + \theta_0 e^{-\frac{A}{C}t} . \tag{5-4}$$

Această relație reprezintă ecuația generală de încălzire a mașinii electrice, în cazul cînd încălzirea mașinii începe cînd temperatura ei depășește cu $\theta_0{}^0$ temperatura mediului ambiant.

Raportul $\frac{C}{A}$, dintre capacitatea termică globală și constanta de răcire globală, se măsoară în secunde, după cum rezultă din următoarea ecuație de dimensiuni

$$\left[\frac{C}{A}\right]=\left[\frac{\text{kcal}/^0C}{\text{kcal/sec}^0C}\right]=\text{sec.}$$

Acest raport se notează cu T și se numește *constantă de timp* a încălzirii mașinii.

Introducînd în relația (5-4) constanta de timp T, ecuația generală a încălzirii devine

$$\theta=\frac{Q}{A}\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)+\theta_0 e^{-\frac{t}{T}}. \qquad (5\text{-}5)$$

Dacă încălzirea mașinii începe din momentul cînd temperatura ei este egală cu cea a mediului ambiant, $\theta_0=0$ și ecuația (5-5) devine

$$\theta=\frac{Q}{A}\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)^0C. \qquad (5\text{-}6)$$

Din relațiile (5-5) și (5-6), rezultă că încălzirea mașinii crește după o curbă exponențială. În fig. 5-1, curba *1* reprezintă relația (5-5), iar curba 2, relația (5-6).

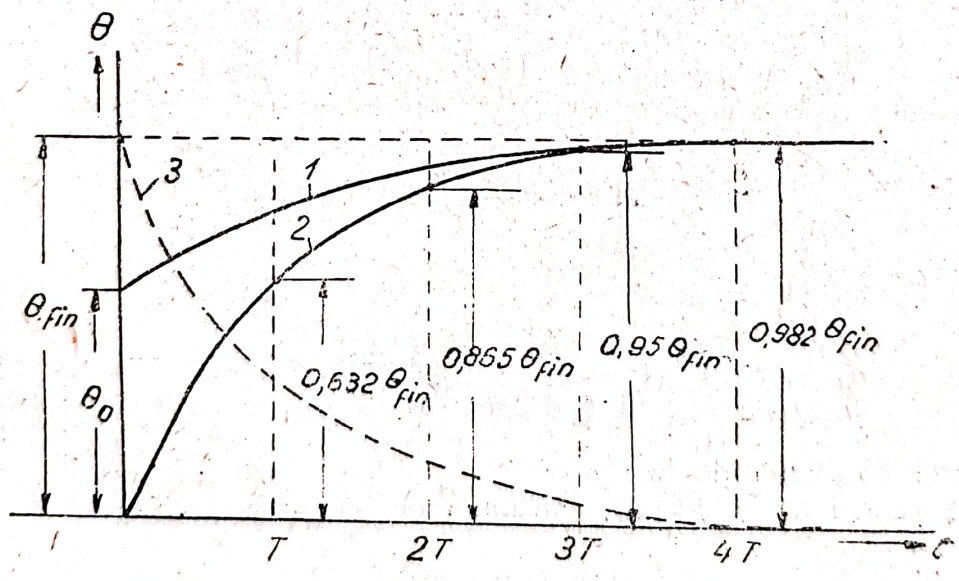


Fig. 5-1. Curbele de încălzire și de răcire $\theta=f(t)$

Potrivit relațiilor (5-5) și (5-6), mașina ajunge la încălzirea sa finală (la echilibrul termic) cînd $t=\infty$ adică cînd

$$e^{-\frac{t}{T}}=0.$$

Notînd această încălzire cu θ_{fin}, avem

$$\theta_{fin} = \frac{Q}{A} \tag{5-7}$$

şi relaţia (5-6) devine

$$\theta = \theta_{fin}\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) . \tag{5-8}$$

Practic încălzirea finală a maşinii este atinsă într-un timp $t = 4\,T$. Acest timp variază, după puterea şi construcţia maşinii, între 0,5 ore pentru unităţile mici şi circa 4-6 ore pentru unităţile mari, de tip închis.

Odată atinsă, încălzirea finală rămîne constantă oricît de îndelungată ar fi funcţionarea ulterioară a maşinii. Această încălzire se mai numeşte şi *încălzire permanentă* sau *încălzire de regim* a maşinii, la sarcina exprimată prin constanta Q dată de relaţia (5-1).

La altă sarcină constantă a maşinii, vor corespunde alte pierderi Σp deci altă valoare pentru Q şi, conform relaţiei (5-7), altă valoare pentru θ_{fin}. Se obţine astfel o serie de curbe ale încălzirii, cu atît mai ridicate, cu cît sarcina maşinii este mai mare.

În fig. 5-2 sînt reprezentate curbele de încălzire ale aceleiaşi maşini, ridicate pentru trei sarcini diferite $P_2 > P_1 > P_3$ (curbele *2, 1, 3*).

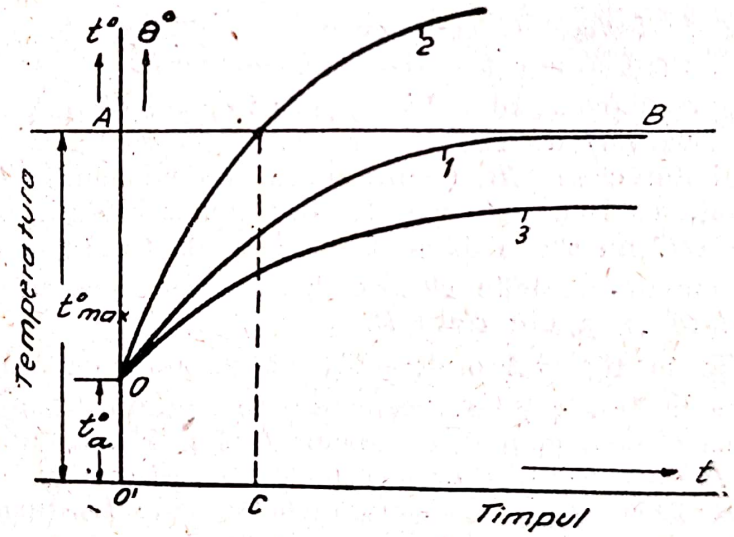


Fig. 5-2. Curbele de încălzire la sarcini diferite.

Dacă la valorile θ ale încălzirii adăogăm temperatura t_a^0 a aerului ambiant, obţinem temperatura maşinii. Prin urmare, temperatura permanentă sau de regim pe care o poate atinge maşina la o încărcare dată este

$$t_{per}^0 = \theta_{fin} + t_a^0 . \tag{5-9}$$

Temperatura mediului ambiant este fixată prin norme la 35° C.

Faţă de axa absciselor dusă prin O' ($O'O = t_a^0$), curbele din fig. 5-2 ne reprezintă curbele de variaţie ale temperaturii maşinii.

Fiecărei sarcini a mașinii îi corespunde o temperatură de regim. Cu cît sarcina mașinii este mai ridicată, cu atît temperatura de regim este mai mare.

Încălzirea mașinii electrice nu trebuie să atingă valori dăunătoare pentru integritatea materialelor care intră în construcția ei. Dintre aceste materiale, cele mai sensibile la temperaturi ridicate sînt izolațiile înfășurărilor.

Practic, puterea maximă pe care o poate dezvolta o mașină electrică, în condițiuni normale de funcționare, pe care o numim *putere nominală* a mașinii, este limitată de temperatura pe care o pot suporta, fără pericol, materialele izolante care intră în construcția ei.

În conformitate cu normele STAS 1893-50, materialele izolante folosite în construcția mașinilor electrice se împart în următoarele cinci clase:

1) *Clasa de izolație A* cuprinde bumbacul, mătasea, hîrtia și alte substanțe organice asemănătoare, impregnate sau cufundate în ulei, precum și emailul întrebuințat la izolarea sîrmei emailate.

2) *Clasa de izolație B* cuprinde produse din mică sau din asbest, asociate prin liante.

3) *Clasa de izolație BC* cuprinde produse din mică, din țesături de sticlă și din asbest, cu lacuri stabile la acțiunea căldurii și uneori, în scopul întăririi, și materiale din clasa *A*.

4) *Clasa de izolație CB* cuprinde produse din mică, din țesături de sticlă și asbest cu lacuri stabile la acțiunea căldurii, fără materiale izolante din clasa *A*.

5) *Clasa de izolație C* cuprinde mică și țesături de sticlă fără lianți, porțelan, sticlă, cuarț și alte materiale asemănătoare.

Temperatura maximă admisibilă pentru izolanții din clasa *A* este 105° C; pentru cei din clasa *B* de 120° C, iar pentru cei din clasa *BC*, de 135° C. Pentru izolanții din clasa *CB*, temperaturile maxime admisibile se fixează în raport cu stabilitatea lacurilor respective la acțiunea căldurii, iar pentru materialele din clasa *C* nu sînt stabilite încă limite de temperatură.

În mod curent, mașinile electrice normale se construiesc cu materiale izolante din *clasa A* și din *clasa B*.

Să trasăm în fig 5-2 o dreaptă *AB* paralelă cu axa absciselor, situată la o distanță de această axă egală cu temperatura maximă t^0_{max} prescrisă de norme, și să examinăm poziția curbelor *1*, *2* și *3* față de această dreaptă.

Sarcina P_3, caracterizată prin curba de încălzire *3*, nu prezintă nici un pericol pentru mașina dată. Temperaturile sub care funcționează mașina la această sarcină sînt inferioare temperaturii t^0_{max}, ceea ce înseamnă că mașina nu este complet utilizată.

Dacă forțînd mașina o facem să lucreze la sarcina P_2, căreia îi corespunde curba de încălzire *2*, mașina nu va putea lucra cu această sarcină decît numai intervalul de timp *O'C*, pînă cînd temperatura ei atinge valoarea t^0_{max}. Urmează că mașina poate lucra la această sarcină ridicată, însă numai un timp limitat.

În sfîrșit, dacă încărcăm mașina cu o sarcină P_1, pentru care curba sa de încălzire să prezinte o temperatură de regim egală cu t^0_{max} (curba *1* din fig. 5-2), puterea respectivă va fi puterea maximă a mașinii și ea va putea fi suportată un timp nedeterminat de lung, fără supraîncălziri periculoase.

Scanned with OKEN Scanner

Această putere este ceea ce am definit *puterea nominală* a mașinii și o găsim marcată pe plăcuța indicatoare a acesteia, împreună cu alte mărimi nominale, legate de funcționarea mașinii.

Ecuația răcirii mașinilor electrice se obține dacă în relația (5-3) facem $Q = 0$. Rezultă ecuația diferențială

$$A\,\theta\,dt + C\,d\theta = 0\ ,$$

care prin integrare ne dă curba de răcire a mașinii

$$\theta = \theta_{fin} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \ . \qquad (5\text{-}10)$$

Dacă presupunem constanta de timp T a răcirii egală cu aceea de la încălzire, rezultă o curbă de răcire simetrică cu aceea de încălzire (curba *3* din fig. 5-1).

5-2. Regimurile nominale de funcționare ale mașinilor electrice

Din cele arătate în paragraful precedent, rezultă că aceeași mașină poate fi utilizată la puteri diferite, după timpul cît durează sarcina mașinii.

Normele STAS 1893-50 fixează următoarele trei regimuri nominale de funcționare ale mașinilor electrice, în raport cu caracterul funcționării și durata de funcționare: a) regim de durată, b) regim de scurtă durată și c) regim intermitent.

Se numește *regim de durată* regimul în care perioada de funcționare în sarcină a mașinii este suficient de mare pentru ca mașina să atingă regimul termic permanent. *Regimul nominal de durată* al mașinii este acela în care mașina, funcționînd în regim permanent, atinge fără să depășească temperatura limită standard (curba *1* din fig. 5-2).

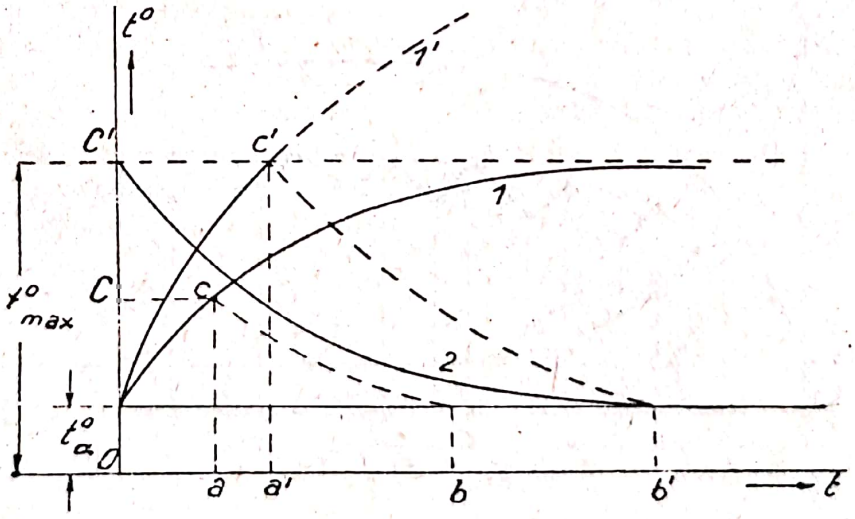


Fig. 5-3. Curbele de încălzire și de răcire ale mașinii în regim de scurtă durată

Se numește *regim de scurtă durată* regimul în care mașina, în perioada ei de încărcare (perioada activă), nu atinge regimul termic permanent, iar întreruperea funcționării (perioada de pauză) durează suficient pentru ca mașina să se poată răci pînă la temperatura mediului ambiant.

Regimul de scurtă durată este ilustrat în fig. 5-3, în care curba *1* reprezintă curba de încălzire a mașinii corespunzătoare regimului nominal de durată, iar curba *2*, cea de răcire.

Dacă mașina lucrează de pildă Oa secunde (fig. 5-3), temperatura atinsă este de OC grade. Oprind mașina în momentul *a*, ea se răcește după o curbă paralelă cu curba *2* și atinge temperatura ambiantă în momentul *b*. Este evident că mașina poate fi forțată să lucreze cu o putere superioară, de pildă după curba *1'*, dacă timpul perioadei active nu depășește Oa' secunde, după care mașina trebuie să rămînă în repaus $a'b'$ secunde, pentru a se răci complet atingînd temperatura t_a^0 a mediului ambiant.

Se numește *regim intermitent* regimul de lucru în care perioada activă, în care mașina se încălzește, alternează regulat cu perioada de repaus, în care mașina se răcește. Acest regim este caracteristic motoarelor de macarale, de ascensoare etc.

Cînd funcționarea și repausul se succed în mod periodic, adică la intervale de timp egale pentru perioadele active și egale pentru pauze, regimul de lucru al mașinii se numește *regim intermitent regulat*.

Curba de variație a încălzirii în regimul intermitent regulat are o formă în zig-zag (curba 3 din fig. 5-4). În intervalul de timp *a*, mașina lucrează și temperatura sa crește, iar în intervalul de timp *b*, mașina se găsește în repaus și se răcește, însă nu are timp să se răcească complet, adică să ajungă la temperatura mediului ambiant. Ca și în cazul funcționării în regim de durată, se ajunge cu timpul la un echilibru între căldura degajată în timpul perioadei active *a* și căldura pierdută în timpul unui ciclu de lucru $t_c = a + b$. După atingerea acestui echilibru, temperatura mașinii oscilează periodic între două valori constante t_1^0 și t_2^0.

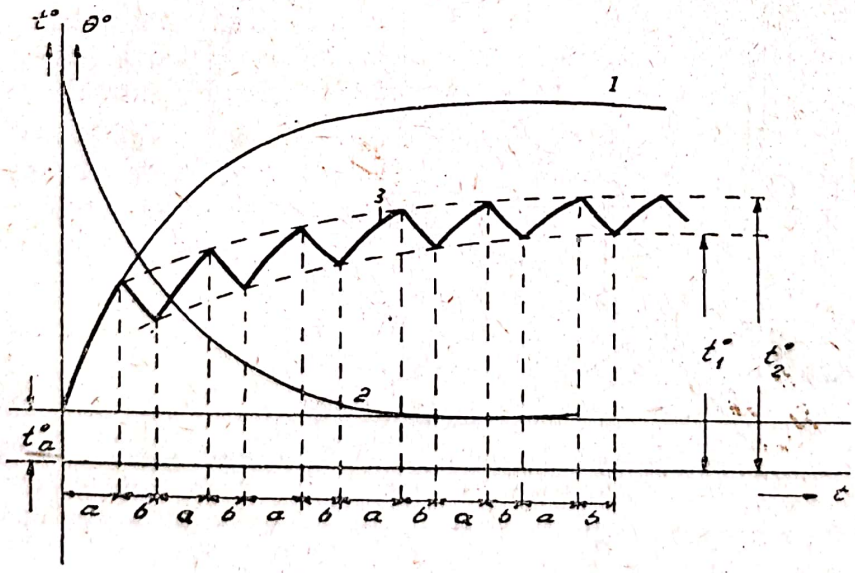


Fig. 5-4. Curba de încălzire în regim intermitent regulat

După cum rezultă din fig. 5-4, în regimul intermitent regulat caracterizat prin curba *3*, mașina este departe de a atinge temperatura limită corespunzătoare regimului nominal de durată, caracterizat prin curba *1*. Urmează că în regimul intermitent ea poate fi încărcată cu o sarcină sensibil superioară aceleia corespunzătoare regimului nominal de durată.

5-3. Procedeele de răcire a mașinilor electrice

După cele arătate în paragraful 5-1, încălzirea mașinii electrice depinde atît de cantitatea de căldură Q, degajată în mașină în unitatea de timp, cît și de constantele A, coeficientul global de răcire, și C, capacitatea termică globală.

Într-adevăr, constanta de timp fiind $T = \frac{C}{A}$, rezultă că temperatura finală (temperatura de regim) este atinsă cu atît mai repede cu cît coeficientul global de răcire A este mai mare.

De asemenea, încălzirea finală atinsă de mașină la o sarcină dată, deci la un anumit Q, a cărui valoare este $\theta_{fin} = \frac{Q}{A}$, este cu atît mai mică, cu cît A este mai mare. Prin urmare, mașina poate fi încărcată la o putere cu atît mai mare cu cît i se asigură un coeficient global de răcire A mai mare. De aceea se dă o deosebită atenție condițiunilor de răcire a mașinii electrice.

După modul lor de răcire, mașinile electrice se împart în următoarele tipuri constructive:

a) Mașini cu răcire naturală

Asemenea mașini nu au dispozitive speciale de răcire. Răcirea lor este redusă, făcîndu-se în mod natural, prin radiație, convecție și conductibilitate. Asemenea mașini nu se mai construiesc în prezent decît pentru puteri mici.

b) Mașini cu auto-ventilație

Aceste mașini sînt înzestrate cu ventilatoare montate pe arbore, între scuturi și rotor, sau cu alte dispozitive de răcire formînd corp comun cu rotorul. Prin învîrtirea rotorului, ventilatoarele trag aerul de răcire în mașină și îl împing în canale amenajate în vecinătatea părților mai încălzite ale mașinii. După direcția de scurgere a aerului de răcire în corpul mașinii, se disting două sisteme constructive de ventilație: *ventilație axială* și *ventilație radială*.

În mașinile cu ventilație axială (fig. 5-5), aerul este împins paralel cu axul mașinii, în canale axiale amenajate în fierul rotorului și al statorului.

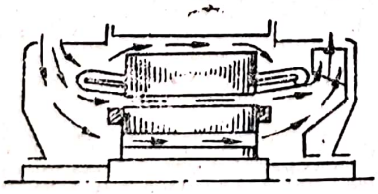


Fig. 5-5. Ventilație axială

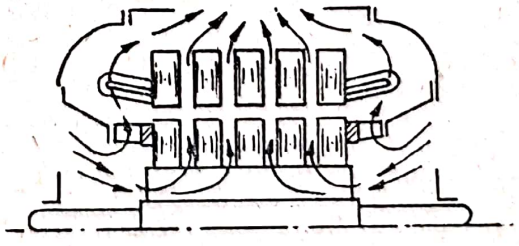


Fig. 5-6. Ventilație radială

În mașinile cu ventilație radială (fig. 5-6), aerul de răcire absorbit de-a-lungul axului, este deplasat radial dinspre ax către periferia rotorului și apoi, transversînd întrefierul, spre aceea a statorului, prin canale radiale așezate între pachetele de tole ale statorului și ale rotorului.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă aerul de răcire conține gaze sau vapori de acizi, care ar putea distruge izolația înfășurărilor, mașinile sînt construite în așa fel încît aerul să nu poată pătrunde în interiorul mașinii. În acest caz, mașina este prevăzută cu *ventilație exterioară* (fig. 5-7), produsă printr-un ventilator scos

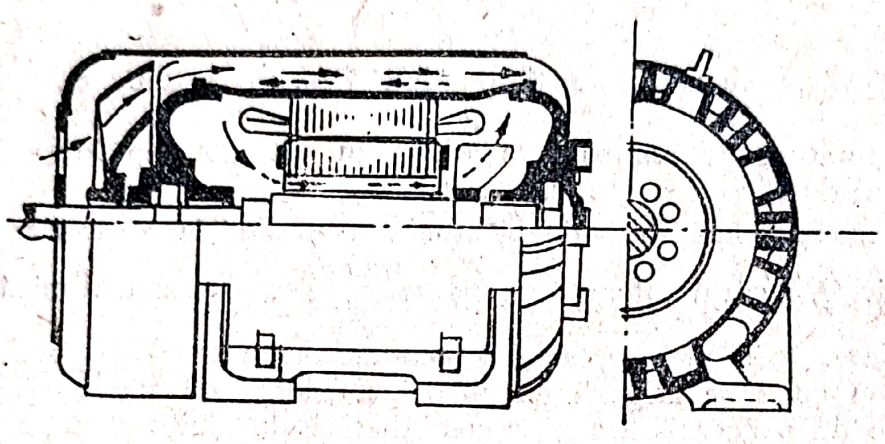


Fig. 5-7. Ventilație exterioară

în afara scutului port-palier, care împinge aerul rece pe suprafața exterioară a mașinii. Pentru a se intensifica transmiterea căldurii de la părțile interioare ale mașinii către suprafața sa exterioară, se instalează uneori un ventilator și în interiorul mașinii.

c) Mașini cu răcire separată

În acest sistem, aerul de răcire este împins de un ventilator separat, acționat de un motor propriu.

Răcirea separată se poate face în *circuit deschis*, cînd se furnizează mașinii aer rece din afară, aer care, după ce a răcit mașina, este scos în mediul ambiant, și în *circuit închis*, în care aceeași cantitate de aer, după ce parcurge mașina, este răcit într-un dispozitiv special, pentru a trece apoi din nou prin mașină și a.m.d.

CAPITOLUL VI

APARATAJ ELECTRIC

6-1. Considerațiuni generale

Sub denumirea de aparataj se înțelege ansamblul aparatelor de întrerupere, pornire, reglare și protecție necesare bunei funcționări a instalațiilor electrice.

Aparatele de întrerupere servesc la stabilirea și la întreruperea legăturii dintre anumite sectoare ale unei rețele sau instalații electrice. Din această categorie fac parte, între altele: întrerupătoarele cu pîrghie, separatoarele, întrerupătoarele în ulei, controlerele și contactoarele.

Aparatele de întrerupere pot fi manevrate manual, cu ajutorul unor mînere, pîrghii și manivele sau automat, prin electromagneți, electromotoare și prin dispozitive pneumatice. Cînd comanda se face automat, aparatul respectiv servește, în genere, simultan și ca aparat de protecție.

Aparatele de pornire și de reglaj sînt utilizate pentru pornirea motoarelor electrice, pentru variația tensiunii generatoarelor și a vitezei motoarelor.

Din această categorie fac parte reostatele și diversele regulatoare automate.

Aparatele de protecție servesc pentru protejarea generatoarelor electrice, a receptoarelor electrice și a anumitor sectoare ale rețelei electrice contra suprasarcinilor, contra curenților de scurtcircuit și, în unele cazuri, contra unei tensiuni prea mari sau prea scăzute.

Din această categorie fac parte, între altele, siguranțele fuzibile și întrerupătoarele automate.

Releele sînt dispozitive care comandă automat anumite manevre în aparatele electrice.

6-2. Aparate de întrerupere

Pentru a corespunde numeroaselor cazuri practice, aparatele de întrerupere prezintă o mare varietate de tipuri constructive. În cele ce urmează vom descrie pe cele mai uzuale.

a) Întrerupătoarele cu pîrghie

Cel mai simplu tip de întrerupător în aer este întrerupătorul cu pîrghie, folosit pentru închiderea și deschiderea manuală a circuitelor de curent continuu și alternativ, sub tensiuni pînă la 500 V și pentru curenți pînă la 1 000 A. Uneori, și acestea sînt cazuri rare, în curent continuu se utilizează asemenea întrerupătoare și pentru curenți mai mari.

Scanned with OKEN Scanner

După numărul de conductoare întrerupte simultan, întrerupătoarele cu pîrghie se împart în întrerupătoare unipolare, bipolare și tripolare.

În fig. 6-1 este reprezentat un întrerupător cu pîrghie bipolar. Întrerupătorul propriu zis se compune din două contacte fixe *1*, prevăzut fiecare cu două lamele elastice *2*, între care intră cîte un cuțit metalic mobil *3*. Cele două cuțite se rotesc în jurul axelor *4*, fixate în sistemul de lamele 5, făcînd parte din cel de al doilea grup de contacte fixe. Cuțitele întrerupătorului sînt legate între ele prin traversa izolatoare *6*, de care este fixat mînerul *7*. Întregul dispozitiv este montat pe placa izolatoare *8*.

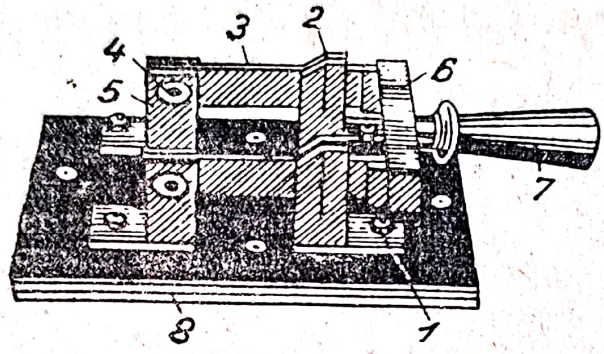


Fig. 6-1. Intrerupător bipolar cu pîrghie

În instalațiile de curent continuu, din cauza arcului puternic care ia naștere la întrerupere între cuțitele *3* și contactele elastice *2*, întrerupătoarele au cuțite auxiliare de rupere a arcului (notate cu *3'* în fig. 6-2), mai mici decît cele principale, care întrerup circuitul după desprinderea cuțitelor prin-

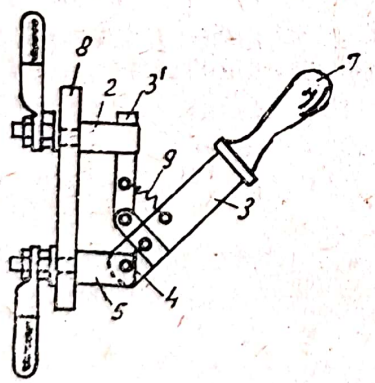


Fig. 6-2. Intrerupător cu pîrghie cu cuțite auxiliare pentru întrerupere instantanee

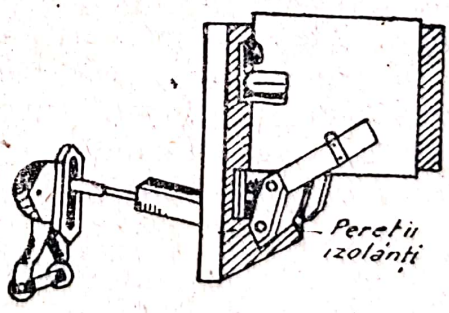


Fig. 6-3. Intrerupător de tablou protejat, acționat prin pîrghie

cipale *3* din contactele *2*. Cuțitele auxiliare sînt acționate printr-un resort spiral *9*, care la început se destinde (fig. 6-2) și cînd tensiunea resortului devine mai mare decît forțele de frecare dintre contacte, cuțitul auxiliar se desprinde brusc și produce întreruperea instantanee a circuitului. În modul acesta, se accelerează procesul de stingere a arcului și, datorită faptului că

el se formează între cuțitul auxiliar și contacte, cuțitul principal al întrerupătorului este protejat.

Întrerupătoarele cu pîrghie utilizate în circuitele de curent alternativ nu au nevoie de cuțite auxiliare, deoarece, în aceste circuite, viteza de întrerupere a contactelor nu influențează prea mult stingerea arcului, această stingere făcîndu-se prin trecerea curentului prin zero.

Pînă la 220 V, întrerupătoarele cu pîrghie se construiesc sub forma deschisă. Pentru tensiuni de 380 și 500 V, precum și pentru curenți de peste 400 A, fiind necesară o protecție specială, se întrebuințează *întrerupătoare de tablou protejate* și *întrerupătoare închise în cutii de fontă capsulate*.

La întrerupătoarele de tablou protejate (fig. 6-3), întrerupătorul propriu zis este montat pe un suport metalic, fixat în spatele tabloului de distribuție. Acționarea lui se face printr-un dispozitiv de comandă manuală, compus dintr-un mîner, așezat pe partea din față a tabloului, și un sistem de pîrghii articulate, care transmite întrerupătorului comanda. Pentru a împiedica, în cazul unui arc de întrerupere puternic, un eventual sucrtcircuit între poli, aceștia sînt despărțiți prin pereți izolanți.

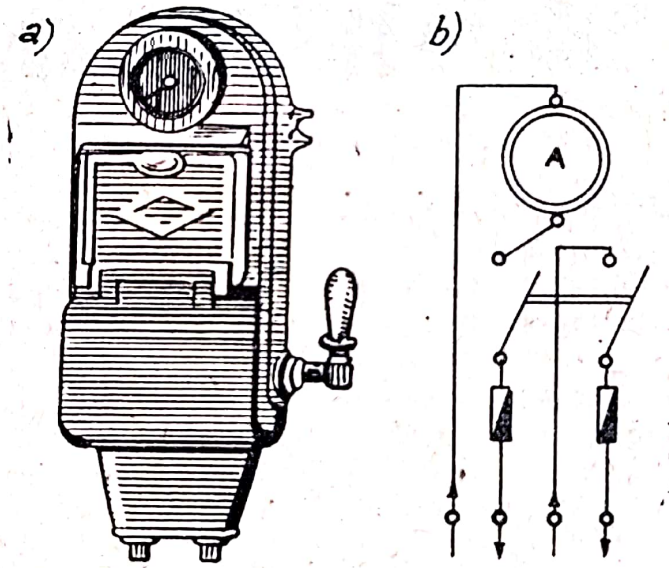


Fig. 6-4. Cutie de distribuție de curent continuu:
a) aspectul exterior; *b*) schema electrică

Cutiile capsulate din fontă pentru protejarea întrerupătoarelor sînt utilizate și la tensiuni și curenți sub valorile arătate mai sus, în cazul cînd întrerupătoarele trebuie să lucreze în încăperi umede, cu praf și murdărie, precum și în atmosferă încărcată cu diferiți vapori (amoniac, acizi etc.). Mînerul de comandă al întrerupătorului se găsește în exteriorul cutiei. Uneori asemenea cutii capsulate conțin, pe lîngă întrerupătorul propriu zis, siguranțe fuzibile și, cîteodată, un ampermetru. În acest caz, ele se numesc *cutii de distribuție* și sînt utilizate în special la motoarele electrice.

În fig. 6-4 *a* este reprezentată o asemenea cutie de distribuție. Întrerupătorul, siguranțele și ampermetrul sînt montate pe o placă izolantă, executată obișnuit din ardezie, și închise în interiorul cutiei. În fig. 6-4 *b* este reprezentată schema electrică a cutiei de distribuție.

Cutiile de distribuţie au un dispozitiv de blocare, care împiedică deschiderea cutiei dacă întrerupătorul este închis şi care, de asemenea, împiedică manevrarea întrerupătorului, dacă cutia lui este deschisă.

b) Separatoare

În instalaţiile de tensiuni înalte sînt întrebuinţate, ca măsură de protecţie şi pentru a face vizibilă întreruperea circuitului, întrerupătoare de secţionare (de separare) a circuitului, numite *separatoare*. Separatoarele (fig. 6-5) au forma unui cuţit care pivotează la un capăt şi stabilesc legătura, la celălalt capăt, prin pătrunderea cuţitului într-un contact elastic.

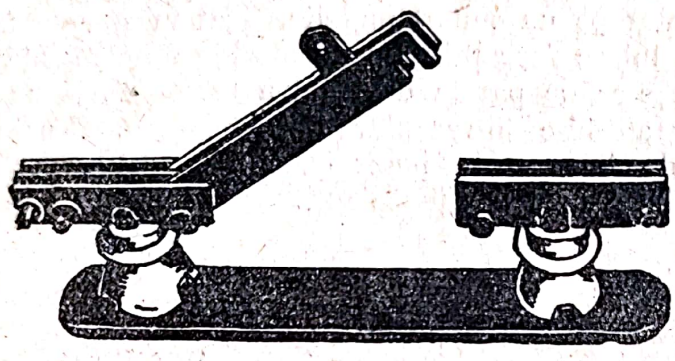


Fig. 6-5. Separator monopolar.

Separatoarele pot fi monopolare, bipolare şi tripolare şi de sarcini pînă la 6 000 A. Separatoarele multipolare au comandă comună, pentru ca toţi polii să fie întrerupţi simultan. Separatoarele lucrînd întotdeauna sub tensiune, acţionarea lor se face cu ajutorul unei bare din material izolant, avînd la capăt un cîrlig metalic cu care se apucă urechea cuţitului.

De regulă, separatoarele sînt deschise numai după ce circuitul a fost întrerupt prin întrerupătorul cu ulei (vezi punctul *c)*; dacă separatorul ar fi deschis sub sarcină, între cuţitele lui şi contactele fixe ar apare un arc electric stabil, care ar antrena avarii grave.

c) Întrerupătoare în ulei

Aceste întrerupătoare se folosesc numai în instalaţiile de înaltă tensiune, unde servesc pentru întreruperea şi stabilirea legăturilor dintre diferitele părţi ale instalaţiei electrice (generatoare, transformatoare, motoare, sectoare ale reţelei etc.), la mersul în gol şi sub sarcină, în regim de exploatare normală a acestora. Cînd întrerupătoarele în ulei sînt prevăzute cu dispozitive automate de declanşare, ele servesc şi pentru întreruperea circuitelor în regimuri anormale, cum ar fi suprasarcinile, scurtcircuitele etc.

La aceste întrerupătoare, întreruperea contactelor are loc în interiorul unui rezervor cu ulei. Sub influenţa căldurii produsă de arcul care se formează în momentul întreruperii, straturile vecine de ulei se descompun şi formează în jurul arcului un mediu gazos, numit bulă de gaze (notată în fig. 6-6 cu *A*). Bula de gaze cuprinde, ca produs din descompunere a uleiului, circa 70% hidrogen care, avînd o căldură specifică mare şi o rigiditate dielectrică superioară aceleia a aerului, contribuie în mare măsură la stingerea rapidă a arcului. Această stingere este favorizată şi de faptul

că, în curent alternativ, arcul se stinge la fiecare semiperioadă prin trecerea curentului prin zero şi dacă distanţa dintre contacte este destul de mare şi rigiditatea mediului satisfăcătoare, arcul nu se mai reaprinde.

După stingerea arcului, vaporii de ulei, în contact cu uleiul rece din cuvă, se răcesc şi se transformă iar în ulei lichid, iar gazele se strîng în partea superioară a vasului de ulei, unde sînt evacuate în exterior printr-o ţeavă de evacuare.

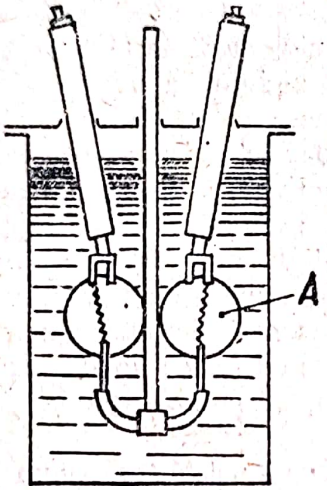


Fig. 6-6. Formarea arcului de întrerupere în ulei

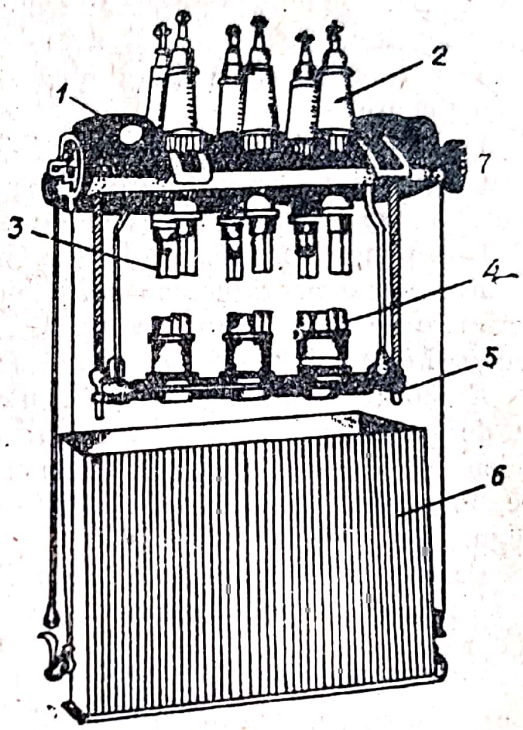


Fig. 6-7. Întrerupător în cuvă cu volum mare de ulei

Există două forme constructive de întrerupătoare în ulei: 1) întrerupătoare în cuvă, cu volum mare de ulei şi 2) întrerupătoare cu volum redus de ulei.

1) *Întrerupătoare în cuvă, cu volum mare de ulei.* În fig. 6-7 este reprezentat un asemenea întrerupător deschis şi scos din cuvă. Capacul *1* al întrerupătorului, care în stare de funcţionare a acestuia din urmă asigură închiderea etanşe a cuvei, este ridicat deasupra vasului de ulei *6*, pentru a se putea vedea construcţia internă a aparatului.

Întrerupătorul dispune de şase contacte fixe *3*, legate la reţea prin intermediul izolatoarelor de trecere *2* fixate în capac, şi de trei cuţite mobile *4*, fixate pe traversa *5* care se poate deplasa în direcţie verticală. Întregul ansamblu se cufundă în vasul *6*, umplut aproape în întregime cu ulei, astfel încît atît contactele fixe, cît şi cuţitele mobile se găsesc, în stare normală de funcţionare, în ulei. Întrerupătorul închide circuitul prin pătrunderea cuţitelor mobile în contactele fixe, fiecare cuţit între cele două contacte fixe ale fiecărei faze.

În poziţia din fig. 6-7 contactele fiind întrerupte, circuitul este deschis. În această situaţie, traversa care poartă cuţitele mobile este împinsă în jos,

sub acțiunea unor resoarte speciale. Pentru închiderea întrerupătorului este necesar să se depună un efort, care să depășească acțiunea normală de împingere a resoartelor. Menținerea traversei în stare închisă se face cu ajutorul unui dispozitiv de zăvorîre.

Deschiderea întrerupătorului (întreruperea curentului) se face prin eliberarea mecanismului de zăvorire. Sub acțiunea resoartelor, traversa cu cuțitele mobile este împinsă în jos și contactele întrerupătorului sînt deschise.

Comanda întrerupătorului se poate face manual, prin acționarea roții *7* din fig. 6-7. De obicei însă întrerupătoarele cu ulei sînt înzestrate cu relee electromagnetice de maxim și de minim (vezi paragraf. 6-4 *b*), care asigură întreruperea automată a circuitului atunci cînd intervin condițiuni anormale de funcționare.

Vasul cu ulei al întrerupătorului nu este niciodată umplut în întregime, pentru a permite crearea, între capac și nivelul uleiului, a unui strat tampon, în care să se acumuleze gazele de descompunere a uleiului.

Din punct de vedere electric, întrerupătoarele în ulei cu volum mare răspund celor mai riguroase condițiuni de funcționare. Stingerea arcului de întrerupere se face destul de rapid, după 5-10 perioade, adică după 0,1-0,2 secunde. Marele lor neajuns constă în pericolul de explozie și de aprindere.

Explozia întrerupătorului în ulei are loc atunci cînd hidrogenul din bula de gaze, în drumul său ascensional prin stratul de ulei, nu se răcește suficient și ajunge în stratul tampon în stare mult prea caldă. În această stare, în prezența oxigenului din stratul tampon, el poate exploda și aprinde întregul ulei al întrerupătorului.

Pentru a limita efectele exploziilor, întrerupătoarele cu volum mare de ulei sînt instalate în celule speciale, izolate, construite din beton armat sau din cărămidă.

Întrerupătoarele cu volum mare de ulei de construcția descrisă se construiesc pentru tensiuni nominale pînă la 35 kV, curenți nominale pînă la 3000 A și puteri de rupere maxime pînă la 400 kVA.

Întrerupătoarele pentru tensiuni depășind 35 kV se construiesc cu fazele în cuve separate și cu dispozitive speciale de stingere a arcului. În prezent se construiesc asemenea întrerupătoare pînă la 220 kV, și chiar mai mult, și pentru puteri de rupere depășind 4500 MVA.

2) *Întrerupătoare cu volum redus de ulei*. Aceste întrerupătoare prezintă dublul avantaj al unui volum redus de ulei și a unei rezistențe mecanice importante a vasului unde ar putea avea loc explozia, ceea ce le mărește apreciabil siguranța de funcționare.

Elementul cel mai important al unui asemenea întrerupător îl constituie partea inferioară a rezervorului de ulei, care poartă numele de *cameră de suflare* a întrerupătorului. Această cameră este reprezentată schematic în fig. 6-8.

Contactul fix al întrerupătorului îl constituie piesa *1*, iar contactul mobil, tija *2*, care poate fi deplasată vertical și poate intra în contactul fix *1*. Partea inferioară a camerei de ulei este împărțită, printr-un perete *3*, în două compartimente, care comunică între ele printr-un canal de legătură. Peretele *3* este prevăzut cu un orificiu central, în care se deplasează contactul mobil *2*.

La închiderea întrerupătorului, contactul mobil *2*, trecînd prin orificiul peretelui *3*, împinge clapele de alamă *5*, care sînt acționate de niște

resoarte. La deschiderea întrerupătorului, cînd contactul mobil *2* părăsește compartimentul inferior, clapele *5* închid ermetic orificiul prin care trece

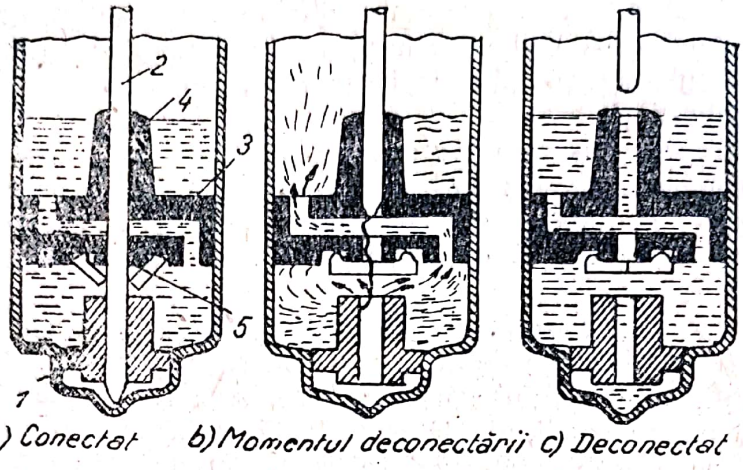


Fig. 6-8. Procesul stingerii arcului în camera de suflare a întrerupătorului cu volum redus de ulei:
1 — contact fix; *2* — contact mobil în formă de tijă;
3 — pereți despărțitori pentru suflarea uleiului;
4 — gît de ghidaj; *5* — clape de închidere

contactul mobil. Gîtul *4*, care face corp cu peretele despărțitor *3*, asigură deplasarea centrică a contactului mobil.

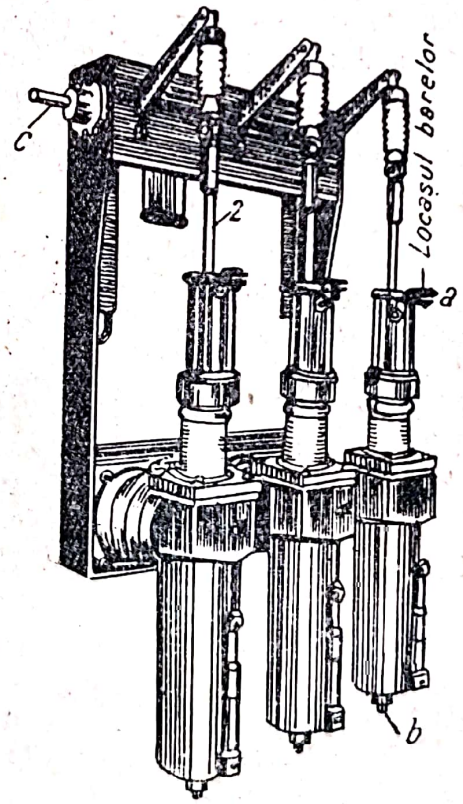


Fig. 6-9. Vederea unui întrerupător trifazat cu volum redus de ulei

Fig. 6-8 *a* reprezintă poziția contactelor cînd întrerupătorul este închis, fig. 6-8 *b*, momentul deschiderii întrerupătorului și fig. 6-8 *c*, poziția contactelor la întrerupătorul deschis.

La deschiderea întrerupătorului, în momentul cînd contactul mobil părăseşte contactul fix, între contacte apare arcul electric de întrerupere şi, odată cu el, bula de gaze. Presiunea din compartimentul inferior creşte şi uleiul din acest compartiment este împins prin canalul din peretele despărţitor în compartimentul superior. În deplasarea sa, uleiul întîlneşte arcul electric, îl răceşte şi îl stinge.

Întrerupătoarele cu volum redus de ulei destinate instalaţiilor interioare se construiesc obişnuit pentru tensiuni pînă la 10 kV şi curenţi pînă la 600 A. Pentru instalaţii exterioare, se construiesc asemenea întrerupătoare pentru tensiuni pînă la 220 kV, şi chiar mai mult, şi pentru puteri de rupere de peste 4500 MVA.

În fig. 6-9 este reprezentat un întrerupător trifazat cu volum redus de ulei. În *a* şi *b* sînt bornele de legătură ale întrerupătorului. Tijele de contact mobile *2* ale întrerupătorului sînt acţionate, prin intermediul unor tiranţi de porţelan şi a unor pîrghii, de la axul longitudinal *c*. Operaţia de închidere şi de deschidere a întrerupătorului se face prin dispozitive mecanice, asemănătoare acelora descrise la întrerupătorul cu cuvă de ulei.

d) Controlerele

La acţionările electrice cu porniri frecvente (de zeci de ori pe oră) şi cu inversarea sensului de rotaţie, se întrebuinţează întrerupătoare-comutatoare speciale, de tip cilindric, numite *controlere*.

Un controler se compune dintr-un cilindru *1* (fig. 6-10), pe care sînt fixate contactele mobile *4*. Aceste contacte, care poartă numele de *segmenţi*, au forma unor sectoare circulare, de mărimi diferite, şi sînt executate din

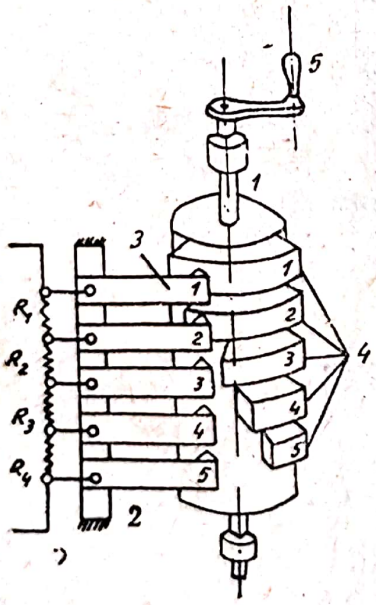


Fig. 6-10. Schema principială a unui controler

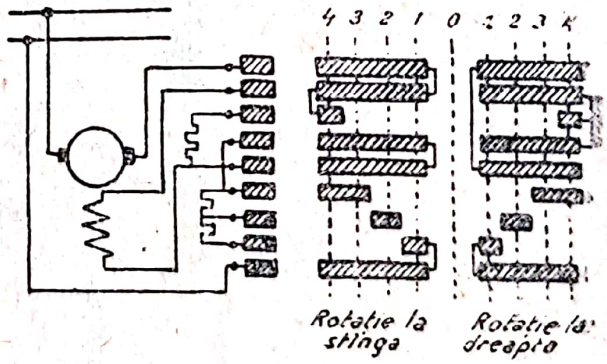


Fig. 6-11. Schema pornirii şi schimbării sensului de rotaţie prin controler la un motor serie de curent continuu

cupru sau bronz. Segmenţii sînt izolaţi de cilindru şi legaţi electric între ei, într-o anumită ordine, după succesiunea comenzilor ce urmează să execute controlerul.

Contactele fixe ale controlerului au forma unor degete flexibile *3*, fixate pe un suport fix *2*, de care sînt izolate. La contactele fixe sînt legate

conductoarele care fac legătura cu motorul, rețeaua și rezistențele de pornire ale motorului.

Cînd cilindrul controlerului este manevrat, cu ajutorul manivelei *5*, în sensul acelor ceasornicului, segmenții mobili *4* iau contact, într-o anumită ordine, cu degetele *3*.

Printr-o simplă rotire se poate obține pornirea electromotorului, reglajul vitezei sale, eventual inversarea sensului de rotație și oprirea.

În fig. 6-11 este reprezentată schema de contacte a unui controler pentru comanda pornirii și inversării sensului de rotație a unui motor serie de curent continuu. Segmenții mobili sînt reprezentați în dreapta figurii, prin dreptunghiuri haşurate. Tot prin dreptunghiuri haşurate sînt reprezentate, în stînga, contactele fixe (degetele) controlerului. Legătura electrică dintre contactele mobile este reprezentată prin linie continuă. În linii verticale întrerupte sînt fixate pozițiile succesive, corespunzătoare diverselor comenzi, pe care le ocupă contactele fixe față de cele mobile la acționarea cilindrului cu ajutorul manivelei. Poziția *O* este poziția de repaus, cînd curentul este întrerupt.

e) Contactoarele

Contactorul este un dispozitiv care stabilește închiderea și deschiderea unui circuit principal sub curenți mari și, uneori, și sub tensiuni ridicate, cînd întrebuințarea întrerupătoarelor cu cuțite și a controlerelor obișnuite devine nesigură și periculoasă pentru personalul de serviciu.

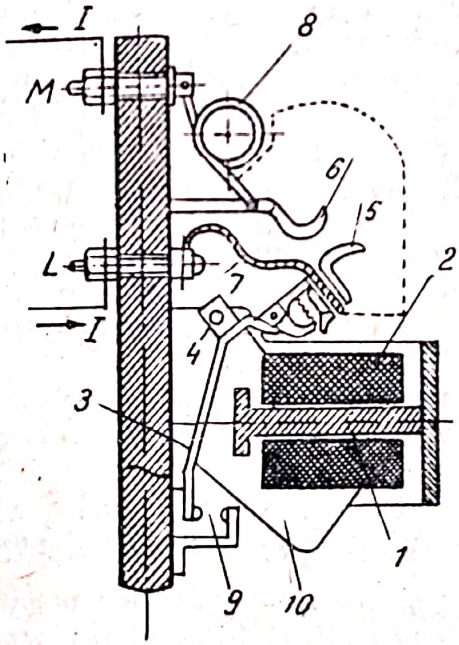


Fig. 6-12. Reprezentarea schematică a unui contactor monopolar

În fig. 6-12 este redată schema constructivă a unui contactor. El se compune dintr-un miez de fier *1*, pe care este fixată bobina *2*. La trecerea curentului de comandă prin bobină, miezul se magnetizează și atrage armătura *3*, care, rotindu-se în jurul axului *4*, închide contactele principale *5* și *6* ale contactorului, primul legat prin cablul flexibil *7* la borna principală *L* a contactorului, cel de al doilea, prin bobina *8*, la borna principală *M*.

Se închide, în modul acesta, circuitul principal *L-7-5-6-8-M* al contactorului şi, în acelaşi timp, se închid şi contactele auxiliare *9* ale circuitului de comandă.

Dacă se întrerupe circuitul de comandă, curentul din bobina *2* se anulează, miezul se demagnetizează, armătura *3*, antrenată de greutatea *10*, revine la poziţia iniţială de echilibru rotindu-se în jurul axului *4* şi întrerupe contactele principale *5* şi *6* şi, odată cu aceasta, circuitul principal.

Întreruperea contactelor principale provoacă apariţia unui puternic arc electric, pentru stingerea căruia serveşte bobina *8*, legată în serie pe circuitul principal al contactorului. Cîmpul magnetic puternic, produs de această bobină, este dirijat asupra arcului electric, pe care îl împinge în sus, spre coarnele contactelor, ceea ce îl lungeşte din ce în ce mai mult şi, ca urmare, îl slăbeşte şi îl stinge rapid.

Contactele *9* pot servi la comanda releului sau a semnalizării acestuia.

Contactoarele pot fi monopolare, bipolare şi tripolare şi pot lucra atît în circuite de curent continuu, cît şi în circuite de curent alternativ.

Stabilirea şi întreruperea curentului de comandă în bobina *2* se face cu ajutorul butoanelor de comandă (vezi par. 6-5). Deoarece acest curent este un curent relativ redus, secţiunile conductoarelor care merg la butoanele de comandă sînt mici, ceea ce uşurează considerabil centralizarea comenzilor şi acţionarea de la distanţă a contactorului. De pildă, la laminoarele puternice comanda este concentrată, în întregime, la un singur pupitru, aşezat la o distanţă uneori de peste 100 m de agregatele respective.

În unele cazuri, închiderea şi deschiderea contactorului este comandată de însăşi mişcarea dispozitivului mecanic antrenat de motorul electric respectiv. De exemplu, la podurile rulante se prevăd întrerupătoare de cap de cursă, care întrerup curentul de comandă al contactorului şi opresc funcţionarea motorului cînd macaraua ajunge la capătul căii de rulare sau cînd cîrligul de ridicare ajunge la poziţia cea mai de sus.

Comanda prin contactor, combinată cu aceea prin controler, asigură uneori maşinilor unelte o deplină automatizare. În modul acesta, este automatizată, de pildă, funcţionarea maşinilor moderne de rabotat care execută 200-250 curse active pe oră şi necesită 400-500 conectări pe oră a motorului electric de comandă.

În fig. 6-28, este reprezentată schema comenzii prin contactor a unui electromotor asincron, cu rotorul în scurtcircuit. Explicaţia acestei scheme este dată în paragraf. 6-5.

6-3. Aparate de pornire şi reglaj

Pornirea motoarelor şi reglajul vitezei lor precum şi reglajul tensiunii generatoarelor se face, în general, cu ajutorul reostatelor. Prin urmare, după destinaţia lor reostatele se împart în *reostate de pornire* şi *reostate de reglaj*.

În afară de reostatele obişnuite, pentru reglajul tensiunii generatoarelor electrice, care debitează pe reţele cu tensiune constantă şi sarcină variabilă, se folosesc *regulatoare automate*.

A. REOSTATE DE PORNIRE

Reostatele de pornire se deosebesc: a) după tipul de motoare cărora sînt destinate; b) după materialul rezistenţei reostatului; c) după modul de răcire şi d) după construcţia dispozitivului care comută elementele rezistenţei.

a) După tipul de motoare

Reostatele de pornire se împart în reostate pentru motoare de curent continuu (derivaţie, serie şi compound) şi reostate pentru motoare asincrone de curent alternativ.

b) După materialul rezistenţei

După materialul utilizat pentru rezistenţe, există: 1) reostate metalice şi 2) reostate cu lichid.

1) *Reostatele metalice* sînt cele mai răspîndite reostate. Rezistenţa lor este confecţionată din sîrmă sau bandă de fier zincat, de nichelină sau de reostan. La reostatele mari, rezistenţele sînt formate din elemente de fontă turnată (fig. 6-13).

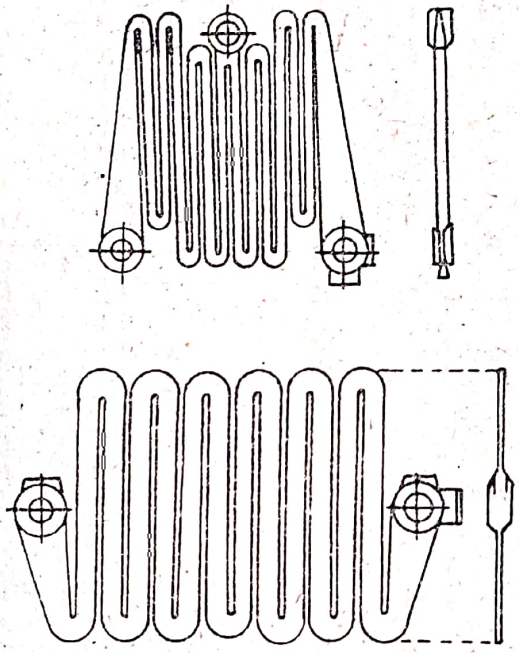


Fig. 6-13. Elemente de rezistenţă din fontă turnată

2) *Reostatele cu lichid* folosesc drept rezistenţă o soluţie de 10-15% sodă dizolvată în apă. Ele se aplică mai rar, în genere la pornirea motoarelor de putere mare, de ordinul sutelor de kilowaţi.

c) După modul de răcire

După modul de răcire, reostatele de pornire se împart în: 1) reostate cu răcire în aer şi 2) reostate cu răcire în ulei.

1) *Reostatele cu răcire în aer* se aplică atunci cînd temperatura elementelor de rezistenţă ale aparatului nu depăşeşte 300° C. Pentru aceasta, reostatele sînt astfel construite ca printr-o justă circulaţie a aerului de răcire, temperatura rezistenţelor să nu treacă limita indicată. Asemenea reostate sînt întrebuinţate atît pentru un număr redus cît şi pentru un număr mare de porniri pe oră.

2) *Reostatele răcite în ulei* au rezistenţele cufundate într-un vas cu ulei. Căldura specifică mare a uleiului permite o reducere sensibilă a dimensiu-

nilor acestor reostate față de reostatele răcite în aer, supuse la aceeași încărcare. Uleiul preia căldura dezvoltată în rezistențe în timpul pornirii și o difuzează treptat, după pornire. Temperatura limită admisă pentru ulei este de 70° C. Reostatele în ulei sînt folosite la acționările care necesită un număr redus de porniri (2-5/h), deoarece ele se răcesc mai încet decît cele răcite în aer.

d) După construcția comutatorului treptelor de rezistență

Se deosebesc în această privință: 1) reostate plane și 2) reostate cu controler.

1) *Reostatele plane* sau *cu ploturi* au fost descrise în paragraf. 1-23. În fig. 1-53 este redată schema unui asemenea reostat aplicat motorului derivație de curent continuu, iar în fig. 6-14, schema reostatului cu ploturi pentru un motor asincron trifazat cu inele.

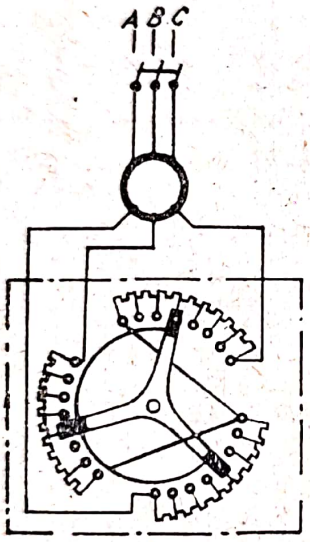


Fig. 6-14. Schema reostatului cu ploturi pentru pornirea unui motor trifazat cu rotorul cu inele

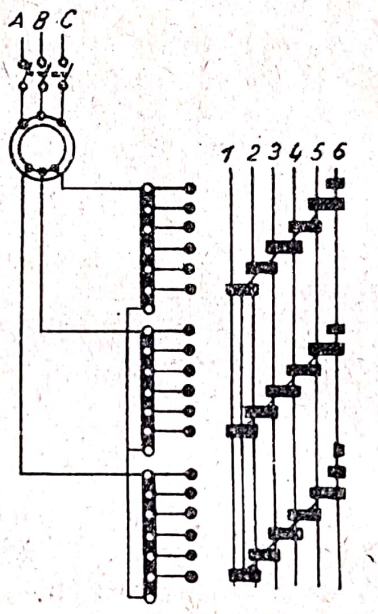


Fig. 6-15. Schema pornirii cu controler a unui motor asincron trifazat cu rotorul cu inele

2) *Reostatele cu controler* (vezi paragraf. 6-2 *d*) sînt utilizate atunci cînd acționarea necesită un număr mare de porniri pe oră ale motorului electric (peste 20 porniri/h).

În fig. 6-11 a fost reprezentată schema de pornire cu controler a unui motor serie de curent continuu cu inversarea sensului de rotație, iar în fig. 6-15 este reprezentată schema de pornire cu controler a unui motor asincron trifazat cu rotorul cu inele.

B. REOSTATE DE REGLAJ

Aceste reostate se împart în: a) reostate de reglaj al tensiunii generatoarelor și b) reostate de reglaj al vitezei motoarelor.

a) Reostate pentru reglajul tensiunii

Reglajul tensiunii generatoarelor se obține prin variația curentului lor de excitație cu ajutorul *reostatelor de excitație* (reostate de cîmp).

Reostatele de excitație ale generatoarelor industriale se construiesc după tipul de reostate plane, cu ploturi, cu răcire în aer. În fig. 6-16 *a* este reprezentat un asemenea reostat de excitație. Comutatorul de rezistențe al reostatului este compus din placa izolantă *1*, pe care sînt fixate ploturile *2*. Cele două ploturi extreme sînt legate la două borne ale aparatului situate pe

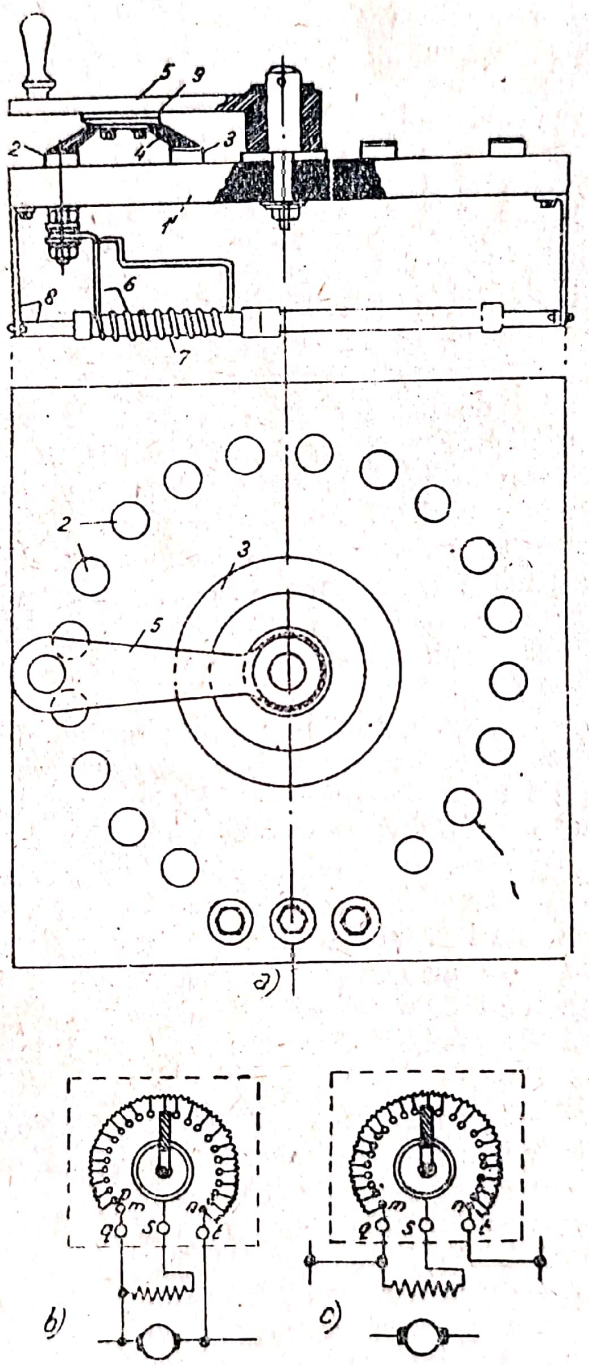


Fig. 6-16. Reostat de excitație pentru reglajul tensiunei ; *a*) vedere laterală și frontală ; *b*) montajul reostatului la un generator derivație de c.c. ; *c*) idem laun generator cu excitație separată

placă. Pe placă se mai găsește, concentric cu ploturile, inelul de contact *3*, legat la o a treia bornă a reostatului situată pe placă.

Contactul mobil este format din peria *4*, fixată izolat de maneta *5*, aceasta din urmă putîndu-se roti în jurul unui ax așezat în centrul plăcii. Prin deplasarea manetei, unul din capetele periei calcă pe ploturi, celălalt pe inel, stabilind astfel o legătură electrică între inel și ploturi.

Elementele de rezistență ale reostatului sînt executate de preferință din constantan. Fiecare element de rezistență *6* este înfășurat pe un cilindru de porțelan *7* fixat de carcasa *8* a reostatului.

Placa izolantă se execută din marmoră sau din asbociment impregnat, inelul și ploturile din alamă iar periile din mai multe lamele de tombac (aliaj de cupru 85% cu zinc 15%), un material elastic și de mare conductivitate.

În fig. 6-16 *b* este redată schema de montaj a reostatului de excitație pentru un generator de curent continuu cu excitația în derivație. Peria reostatului este reprezentată hașurat. Unul din capetele circuitului de excitație (circuitul înfășurării polilor inductori) este legat simultan la una din bornele principale ale generatorului și la borna *q*, corespunzătoare plotului *m* al reostatului. Celălalt capăt al circuitului de excitație este legat la borna *s*, corespunzătoare inelului de contact. A treia bornă *t* a reostatului se leagă la cealaltă bornă principală a generatorului. Plotul *m* nefiind legat cu rezistența reostatului, este un plot de întrerupere.

Cînd maneta reostatului se găsește pe plotul *p*, rezistența întreagă a reostatului este legată în serie pe circuitul inductor al mașinii și curentul de excitație, deci tensiunea generatorului are valoarea minimă.

Deplasînd maneta în sens orar, elementele de rezistență ale reostatului sînt scoase treptat din circuit și curentul de excitație și tensiunea generatorului cresc.

Plotul *m* servește pentru scoaterea generatorului de sub tensiune fără să se întrerupă circuitul de excitație. Prin trecerea manetei pe acest plot, înfășurarea de excitație a reostatului este pusă în scurtcircuit și tensiunea la bornele generatorului scade la valoarea corespunzătoare magnetismului remanent, adică practic la zero. În felul acesta, circuitul de excitație nu este întrerupt, deoarece, așa cum am arătat și în par. 1-23, o întrerupere a sa, din cauza inductanței mari a înfășurării inductoare, ar produce un arc de întrerupere important care ar conduce la distrugerea periei reostatului și a plotului *m* într-un interval de timp foarte scurt

Această schemă de montaj este întrebuințată și la excitatoarele generatoarelor sincrone.

În fig. 6-16 *c* este redată schema de montaj a reostatului de excitație pentru un generator cu excitație separată. Într-un asemenea reostat, ultimul plot *m* este legat la rezistența reostatului. Legăturile dintre reostat și generator sînt similare cu cele din fig. 6-16 *a*, cu deosebirea că bornele *q* și *t*, legate electric cu ploturile extreme ale reostatului, sînt legate la bornele sursei străine care furnizează tensiune circuitului inductor al generatorului. Se obține astfel un *montaj potențiometric* al reostatului de excitație, în care întreaga rezistență a acestuia este străbătută, în permanență, de curent.

Prin deplasarea manetei reostatului în sens orar, se mărește progresiv tensiunea aplicată capetelor *q* și *s* ale înfășurării de excitație, deci se mărește excitația și, odată cu ea, tensiunea la bornele generatorului.

În fig. 6-17 este reprezentată schema obișnuită de montaj a reostatului de excitație la generatoarele sincrone trifazate, cu reglaj manual al tensiunii.

Scanned with OKEN Scanner

Reglajul tensiunii se face cu ajutorul reostatului de reglaj R, montat în circuitul de excitație al excitatoarei generatorului sincron. Manevrarea reostatului produce o variație a curentului de excitație al excitatoarei, deci a tensiunii la bornele acesteia. Această variație a tensiunii excitatoarei produce o variație corespunzătoare a curentului de excitație a generatorului sincron, deci o variație corespunzătoare a tensiunii acestuia.

Reglajul manual nu poate urmări variațiile frecvente și rapide ale tensiunii. De aceea, în marile centrale electrice reglajul tensiunii este asigurat prin *regulatoare automate de tensiune*, la care variația rezistenței din circuitul de excitație al excitatoarei se face automat.

După modul cum se obține variația acestei rezistențe, se deosebesc următoarele tipuri de regulatoare automate: *regulatoare cu sectoare*, în care variația rezistenței se realizează prin rostogolirea unui disc de contact pe partea interioară a unui inel asemănător unui colector, între lamelele căruia sînt legate treptele de rezistență; *regulatoare cu cărbune*, în care circuitul de excitație al excitatoarei se montează pe o coloană formată din discuri de cărbune, a cărei rezistență se micșorează sau se mărește după cum discurile sînt mai comprimate sau mai puțin comprimate; *regulatoare cu impulsii* sau *cu vibrații*, care produc variația rezistenței circuitului de excitație al excitatoarei prin scurt-circuitarea periodică a unei rezistențe intercalate în acest circuit.

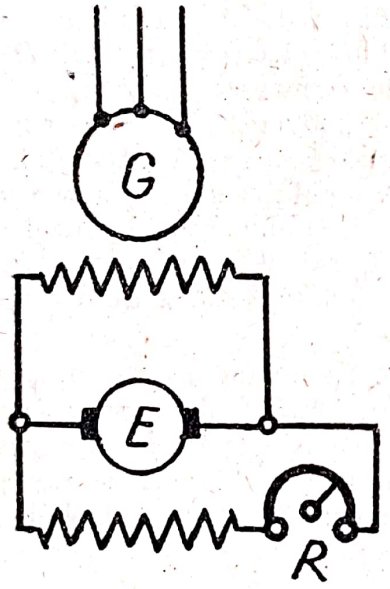


Fig. 6-17. Reostat de excitație montat pentru reglajul tensiunii unui generator sincron.

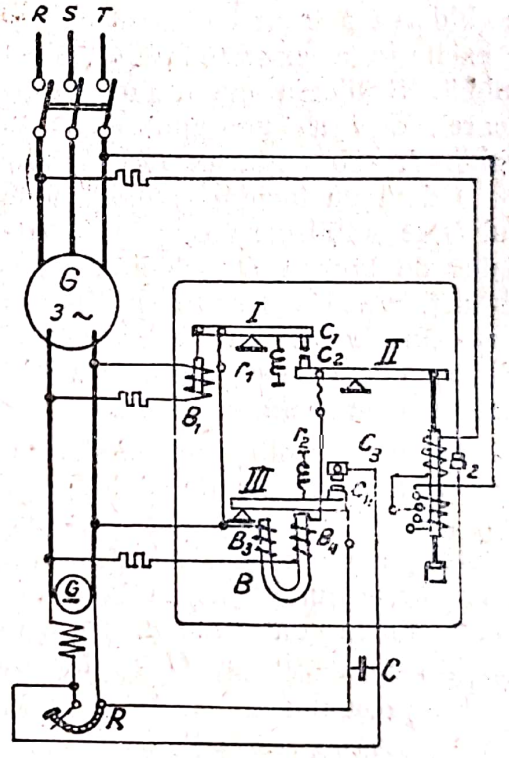


Fig. 6-18. Schema regulatorului Tirrill

Vom examina, în cele ce urmează, *regulatorul Tirrill*, care constituie tipul reprezentativ al regulatoarelor cu vibrații.

Schema regulatorului Tirrill este reprezentată în fig. 6-18. Regulatorul dispune de un electromagnet B_1, alimentat sub tensiunea excitatoarei alternatorului, și de un electromagnet B_2, alimentat sub tensiunea alternatorului. Miezul primului electromagnet este legat cu pîrghia I, care poartă contactul c_1,

miezul celui de al doilea cu pîrghia *II*, care poartă contactul c_2. Un electromagnet diferențial *B*, care dispune de bobinele B_3 și B_4, acționează la rîndul său pîrghia *III*, care poartă contactul c_3. Bobina B_3 este alimentată, ca și bobina B_2, sub tensiunea excitatoarei. Sub această tensiune este alimentată și bobina B_4, dar numai cînd contactele c_1 și c_2 sînt închise. În vecinătatea contactului c_3 se găsește contactul c_4. Cînd contactele c_3 și c_4 sînt închise, rezistența *R* intercalată în circuitul de excitație a excitatoarei este scurt-circuitată.

Să presupunem că la un moment dat contactele c_3 și c_4 se găsesc închise, iar c_1 și c_2 deschise. Rezistența *R* fiind scurtcircuitată, tensiunea excitatoarei crește către valoarea sa maximă, pe care ar atinge-o după trecerea unui interval de timp egal cu constanta de timp *T* a circuitului de excitație al mașinii sincrone. Odată cu tensiunea excitatoarei, crește curentul care alimentează bobina B_3, pîrghia *III* este atrasă și contactele c_3 și c_4 se deschid. Deschiderea acestor contacte antrenează introducerea rezistenței *R* în circuitul de excitație a excitatoarei și curentul de excitație scade către valoarea sa minimă. Scăderea curentului de excitație produce reducerea tensiunii excitatoarei, deci a curentului care alimentează bobina electromagnetului R_1 și pîrghia *I*, sub acțiunea resortului r_1, va închide contactele c_1 și c_2.

Odată cu închiderea contactelor c_1 și c_2, în bobina B_4 a electromagnetului *B* se stabilește un curent al cărui flux acționează în sens contrar fluxului produs de bobina B_3, slăbind atracția electromagnetului asupra pîrghiei *III*. Sub acționarea resortului r_2, această pîrghie închide din nou contactele c_3 și c_4, care repun în scurtcircuit rezistența *R*. Curentul de excitație crește iarăși și, odată cu el, curentul în bobina electromagnetului B_1, a cărei pîrghie deschide contactele c_1 și c_2.

De aici încolo fenomenul se repetă identic. În modul acesta se ajunge la un anumit număr de închideri și deschideri pe minut ale contactelor c_3 și c_4, adică la eliminarea și introducerea periodică a rezistenței *R* în circuitul de excitație al excitatoarei. Aceasta produce stabilirea curentului de excitație i_e al generatorului sincron la o valoare mijlocie constantă, care depinde de distanța dintre contactele c_1 și c_2. Odată cu excitația, se fixează la o valoare constantă și tensiunea *U* la bornele generatorului sincron.

Să presupunem că, la un moment dat, curentul de sarcină *I* al generatorului sincron scade și, odată cu el, crește tensiunea la borne *U*. În bobina electromagnetului B_2 va circula un curent mai mare, extremitatea pîrghiei *II* acționată de acest electromagnet se va ridica, coborînd astfel cealaltă extremitate a pîrghiei, care poartă contactul c_2. Contactele c_1 și c_2 găsindu-se acum la o distanță mai mare, pînă la închiderea lor, deci pînă la stabilirea circuitului în bobina B_4 și scurtcircuitarea rezistenței *R*, tensiunea excitatoarei are timpul să scadă pînă la o valoare mai mică decît în cazul sarcinii precedente. Valoarea medie a curentului de excitație al mașinii sincrone scade, readucînd astfel tensiunea acesteia la valoarea nominală.

b) Reostate de reglaj al vitezei motoarelor

La motoarele derivație de curent continuu reglajul vitezei se face prin variația excitației și reostatul de reglaj al acestor motoare este asemenea reostatului de reglaj al excitației generatoarelor.

De obicei, reostatul de reglaj al motoarelor derivație se combină într-un singur aparat cu cel de pornire. În fig. 6-19 este reprezentat un asemenea

aparat. În figură, R_p reprezintă rezistenţa reostatului de pornire şi R_e, rezistenţa reostatului de reglaj.

Variaţia vitezei motoarelor asincrone cu rotorul cu inele se face prin reostate montate în circuitul lor rotoric. Un asemenea reostat se prezintă

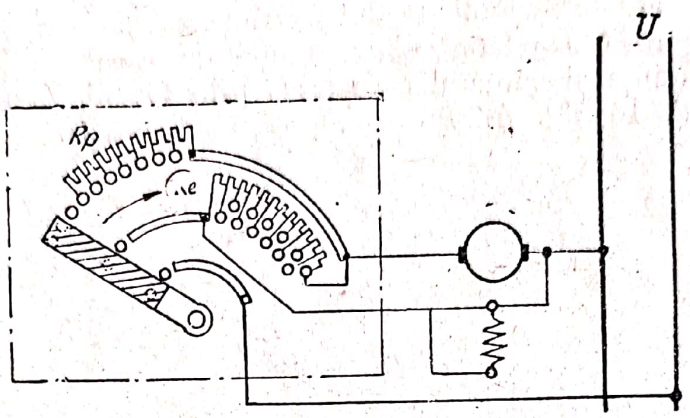


Fig. 6-19. Schema unui reostat de pornire şi reglaj al vitezei pentru un motor derivaţie de c. c.

la fel ca reostatul de pornire al acestor motoare (fig. 6-14), cu deosebirea că el este astfel dimensionat încît să poată suporta permanent întreaga sarcină a motorului, fără pericol de încălzire excesivă.

6-4. Aparate de protecţie

Aparatele de protecţie ale reţelelor şi instalaţiilor electrice sînt foarte numeroase ca şi cazurile de funcţionare anormală cărora aceste aparate trebuie să facă faţă. În cele ce urmează vom examina numai aparatele de protecţie ale instalaţiilor electrice: 1) contra curenţilor de scurtcircuit şi a suprasarcinilor brusce de scurtă durată, 2) contra suprasarcinilor moderate, dar de lungă durată şi 3) contra unei tensiuni minime sau a unui curent minim, incompatibil cu buna funcţionare a maşinilor.

Protecţia contra curenţilor de scurtcircuit se obţine prin *siguranţe fuzibile* şi prin *întrerupătoare automate* prevăzute cu *relee de curent maxim*.

Protecţia contra suprasarcinilor brusce de scurtă durată este asigurată prin întrerupătoare automate prevăzute cu relee de curent maxim iar contra suprasarcinilor moderate de lungă durată, de întrerupătoare automate prevăzute cu *relee termice*.

Protecţia contra tensiunilor şi a curenţilor minimi este asigurată prin întrerupătoare automate prevăzute cu *relee de tensiune minimă* sau *de curent minim*.

a) Siguranţe fuzibile

Siguranţele fuzibile constituie cel mai simplu aparat de protecţie contra curenţilor de scurtcircuit şi uneori şi contra suprasarcinilor brusce întîmplătoare. O siguranţă fuzibilă se compune din corpul siguranţei şi elementul fuzibil. Siguranţa se montează în serie cu circuitul pe care îl protejează, astfel încît elementul său fuzibil să fie străbătut de întregul curent al circuitului. Elementul fuzibil este astfel ales încît atunci cînd curentul din circuit

trece peste limita stabilită, elementul fuzibil se topește și circuitul este întrerupt.

Fiecare element fuzibil este calibrat pentru un anumit curent nominal. Cu cît curentul care trece prin fuzibil este mai mare față de curentul nominal al acestuia, cu atît elementul fuzibil se topește într-un timp mai scurt. Reprezentarea grafică a relației dintre timpul în care are loc topirea fuzibilului unei siguranțe și curentul care trece prin fuzibil, se numește *caracteristica fuzibilului*. În fig. 6-20 este reprezentată o asemenea caracteristică

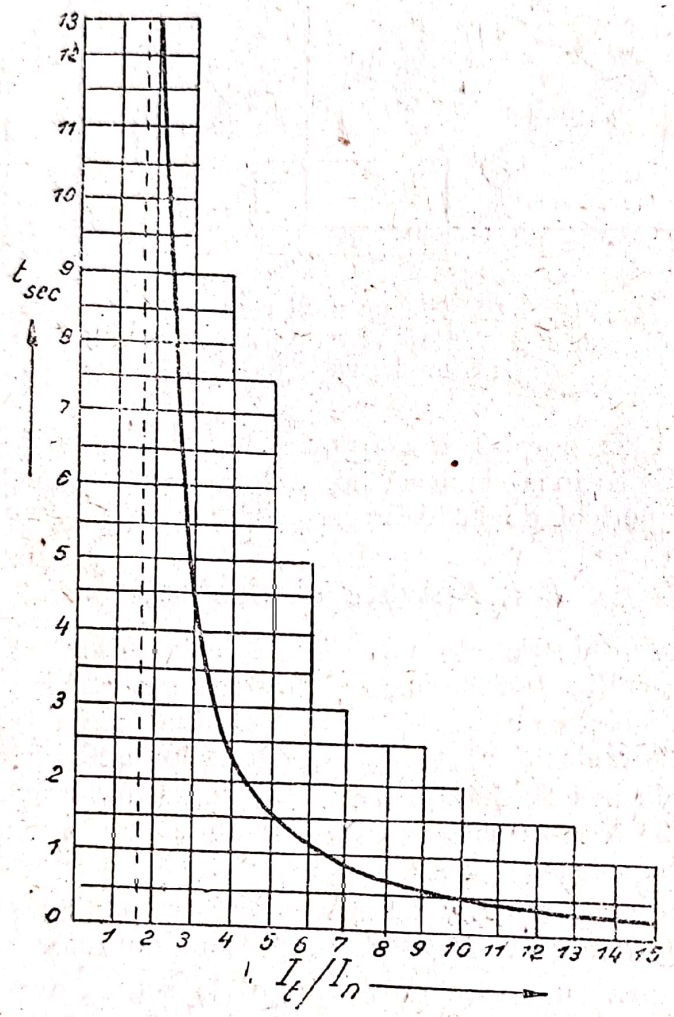


Fig. 6-20. Caracteristica unei siguranțe fuzibile

pentru un fuzibil al cărui curent nominal este $I_n = 60$ A. Caracteristica dă timpul t în secunde după care se topește fuzibilul în funcție de raportul I_t/I_n, unde I_t este curentul care topește fuzibilul, iar I_n curentul nominal al fuzibilului.

După modul lor de construcție, siguranțele se împart în: siguranțe cu patron, 2) siguranțe lamelare, 3) siguranțe tubulare.

1) *Siguranța cu patron* (STAS 452-455-49) este formată dintr-un corp de porțelan cu armătură metalică (fig. 6-21 *a*), numit soclul siguranței, în care se înșurubează un capac de porțelan avînd în interior o bucșe metalică filetată (fig. 6-21 *c*). Soclul și capacul se confecționează pentru intensitățile nominale de 25, 60, 100 și 200 A și pentru tensiunea nominală de 500 V.

În interiorul soclului, strîns de capac, se așază patronul fuzibil al siguranței (fig. 6-21 *b*), care constă dintr-un corp cilindric de porțelan conținînd, într-o masă de nisip de cuarț, un fir fuzibil de argint. Patronul este prevăzut la capete cu piese de contact, legate la cele două capete ale firului fuzibil.

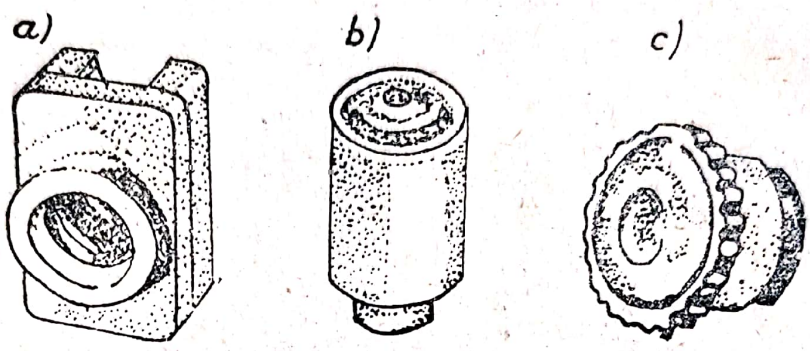


Fig. 6-21. Siguranță fuzibilă cu patron : *a*) soclul ; *b*) patronul ; *c*) capacul

Patroanele fuzibile se construiesc pentru intensități nominale de: 6, 10, 15, 20, 25, 35, 60, 80, 100, 160 și 200 A.

2) *Siguranța lamelară* (fig. 6-22). Această siguranță este formată dintr-o placă de fibră sau alt material izolant (fig. 6-22 *a*), prevăzută cu borne suport, care formează corpul siguranței. Elementul fuzibil se așază între bornele suport și se strînge cu șuruburi.

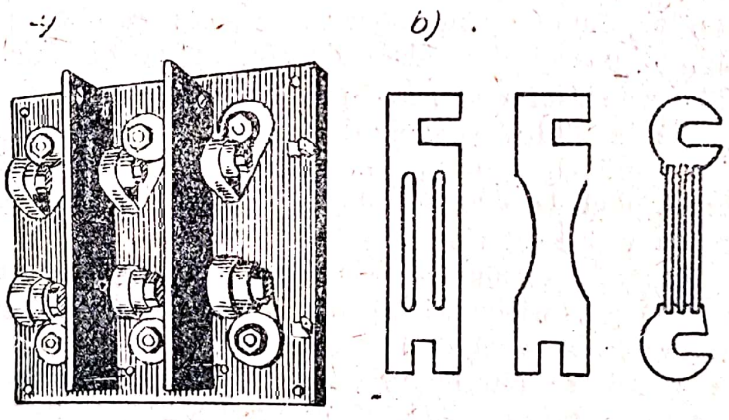


Fig. 6-22. Siguranță lamelară : *a*) corpul siguranței ; *b*) elemente fuzibile

Elementele fuzibile se execută din materiale pure: cupru, aluminiu, cositor etc., sau din aliaje ale acestora, și au forma de lamele (fig. 6-22 *b*).

Siguranțele cu patron și cele lamelare sînt utilizate pentru curenți nominali sub 200 A și tensiuni pînă la 500 V.

3) *Siguranța tubulară* (fig. 6-23 *b*). Elementul fuzibil al acestei siguranțe este de formă lamelară, ca și în cazul precedent, însă se găsește închis într-un tub etanș de material izolant. La topirea fuzibilului, în interiorul tubului se dezvoltă o presiune de 85-95 at, care provoacă desionizarea me-

diului şi uşurează stingerea arcului. Elementul fuzibil are cîteva secţiuni mai înguste, ceea ce face ca arcul să se dividă în mai multe părţi şi topirea să se facă instantaneu.

În aceste condiţii, siguranţele tubulare pot fi întrebuinţate, în dimensiuni destul de reduse, pentru curenţi nominali de la 6 pînă la 1000 A şi tensiuni pînă la 600 V.

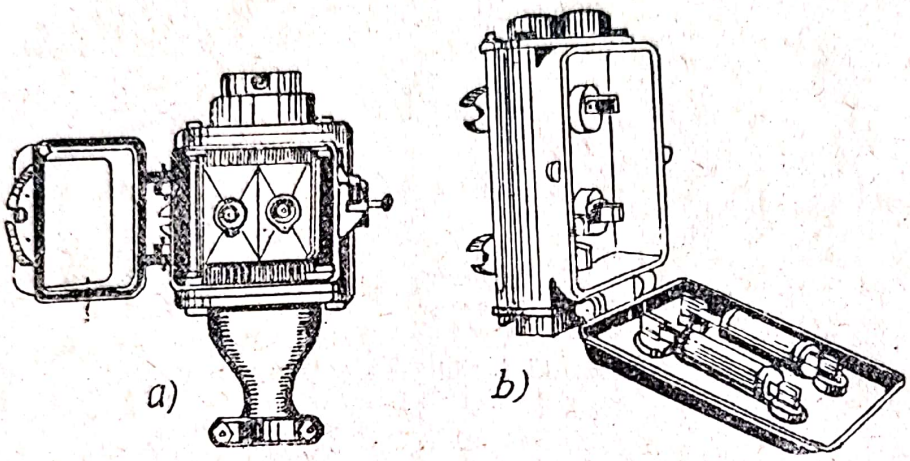


Fig. 6-23. Siguranţe capsulate: *a*) cu patroane; *b*) tubulare

Pentru a se evita incendii şi accidente ale personalului de serviciu, produse prin topirea siguranţelor, prescripţiile cer ca ele să fie închise sub un capac din material refractar (fibră, porţelan, material plastic etc.). În încăperi cu atmosferă umedă şi cu praf şi în acelea care ar putea conţine emanaţii de gaze, siguranţele sînt montate în cutii speciale perfect etanşe, din fontă turnată, şi poartă denumirea de *siguranţe capsulate*.

În fig. 6-23 *a* este reprezentată o cutie de fontă, cu siguranţe cu patron pentru tensiuni pînă la 380 V şi curenţi nominali pînă la 60 A, iar în fig. 6-23 *b*, o cutie de fontă cu siguranţe tubulare pentru tensiuni pînă la 380 V şi curenţi nominali pînă la 400 A, ambele cutii fiind cu capacul deschis pentru a li se putea vedea interiorul.

Siguranţele descrise se numesc siguranţe cu acţiune rapidă, deoarece fuzibilul lor, avînd o căldură specifică relativ redusă, se topeşte imediat ce curentul depăşeşte valoarea nominală a elementului.

În anumite cazuri, se întrebuinţează aşa numitele *siguranţe fuzibile cu inerţie* (sau cu *acţionare întîrziată*), al căror element fuzibil, executat din plumb sau dintr-un aliaj al acestuia, dispune de o căldură specifică mare, ceea ce face ca elementul să suporte cu uşurinţă, fără să se topească, suprasarcini de scurtă durată. De pildă, dacă elementul fuzibil a fost calibrat pentru curentul de regim al unor motoare cu rotorul în scurtcircuit, el poate suporta curenţii de pornire ai acestor motoare.

b) Întrerupătoarele automate cu relee de maxim şi minim

Întrerupătoarele automate sînt utilizate la protecţia circuitelor electrice pentru curenţi nominali de peste 1000 A la care nu pot fi utilizate siguranţe fuzibile, precum şi pentru curenţi sub această valoare cînd se urmăreşte protecţia contra suprasarcinilor brusce de scurtă durată sau a tensiunilor şi curenţilor minimi, faţă de care siguranţele fuzibile sînt inactive.

Scanned with OKEN Scanner

În principiu, întrerupătorul automat se compune din două părți: *întrerupătorul propriu zis,* care poate fi un întrerupător în aer cu pîrghie sau un întrerupător în ulei, și *releul* care comandă automat deschiderea întrerupătorului.

Releul este un aparat auxiliar, destinat să comande anumite modificări într-un sistem tehnic atunci cînd intervin anumite alte modificări în alt sistem tehnic. În unele cazuri, de pildă în cel de față, ultimul sistem poate coincide cu primul. În general, un releu funcționează automat, sub influența unor mici variațiuni de energie ale sistemului care îl influențează și comandă, de regulă, circuite de energie cu mult mai mare în sistemul pe care îl influențează.

În cazul de față, releul constă, în esență, dintr-un electromagnet (releu electromagnetic) prin bobina căruia trece curentul principal sau un curent proporțional cu tensiunea instalației. Prin combinarea unor dispozitive electrice și mecanice ale releului, se poate asigura funcționarea întrerupătorului automat pentru condiții de reglaj foarte diferite.

Cele mai răspîndite sînt *întrerupătoarele automate maximale* și *întrerupătoarele automate minimale,* primele prevăzute cu relee electromagnetice maximale, celelalte cu relee electromagnetice minimale.

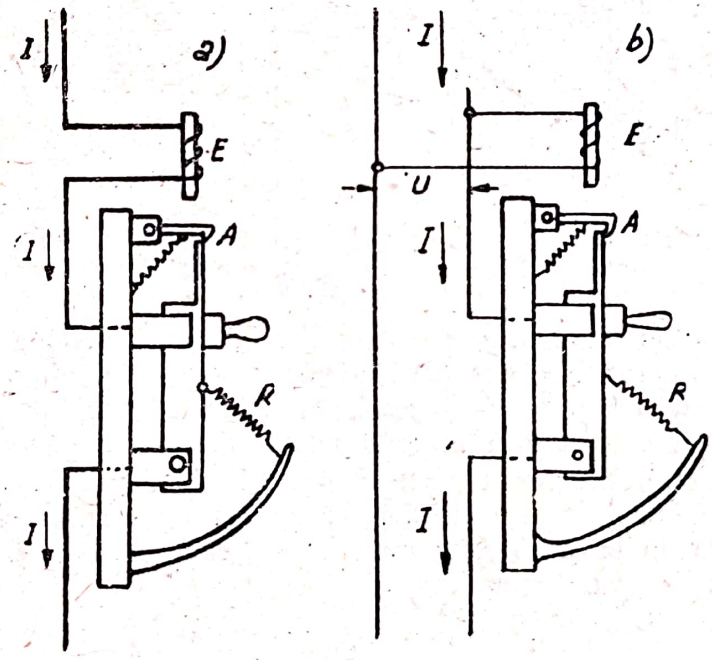


Fig. 6-24. Schema unui întrerupător automat maximal: *a)* pentru curent maxim; *b)* pentru tensiune maximă

În fig. 6-24 este reprezentat schematic un întrerupător automat maximal. Îndată ce curentul care trece prin bobina *E* a electromagnetului depășește o anumită valoare, miezul electromagnetului trage zăvorul *A,* care ține întrerupătorul închis, și provoacă deschiderea bruscă a cuțitului mobil sub acțiunea resortului *R.* Întrerupătorul automat se construiește pentru *curent maxim* (fig. 6-24 *a*), cînd bobina electromagnetului este legată în serie pe circuit, și pentru *tensiune maximă* (fig. 6-24 *b*), cînd bobina este legată în derivație pe circuit. În acest din urmă caz, întrerupătorul poate proteja anumite instalații contra unei creșteri excesive a tensiunii de alimentare.

Fig. 6-25 reprezintă schema unui întrerupător automat minimal. Într-un asemenea întrerupător automat, îndată ce curentul sau tensiunea circuitului sub care funcționează întrerupătorul scade sub o anumită valoare, zăvorul întrerupătorului se eliberează, ceea ce provoacă deschiderea automată a cuțitului. Ca și în cazul precedent, întrerupătorul automat minimal poate fi construit pentru *curent minim* (fig. 6-25 *a*) sau pentru *tensiune minimă* (fig. 6-25 *b*).

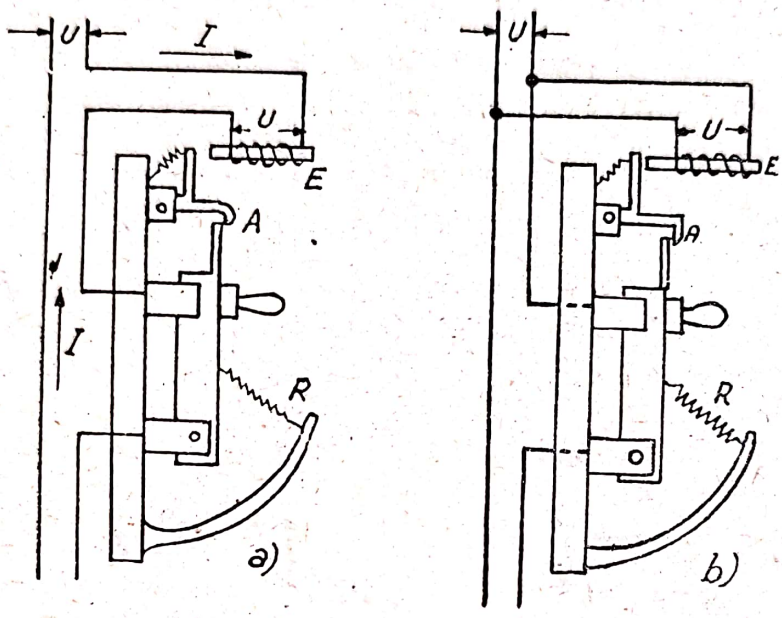


Fig. 6-25. Schema unui întrerupător automat minimal: *a*) pentru curent minim; *b*) pentru tensiune minimă

Întrerupătoarele automate de curent minim se întrebuințează pentru protecția generatoarelor electrice cînd acestea funcționează în paralel cu alte generatoare sau cu o baterie de acumulatoare. Dacă dintr-un motiv oarecare viteza de rotație a motorului primar al unuia din aceste generatoare scade, generatorul respectiv, descărcîndu-se, începe să funcționeze ca electromotor, cu consecințe neplăcute pentru instalație. Este deci necesar ca generatorul să fie protejat de un întrerupător automat, care să-l deconecteze cînd sarcina sa atinge o anumită valoare minimă.

Întrerupătoarele automate de tensiune minimă se întrebuințează pentru deconectarea motoarelor de la rețea atunci cînd tensiunea acesteia din urmă scade sub o anumită valoare. O asemenea protecție este necesară pentru motoarele de curent continuu și alternativ, care pornesc cu reostat.

Uneori, pentru protecția motoarelor care pornesc cu reostat se utilizează întrerupătoare automate cu acțiune combinată, care asigură protecția atît împotriva suprasarcinilor cît și împotriva căderii de tensiune. Un asemenea automat deconectează motorul la o scădere a tensiunii de 30-70% din cea nominală de funcționare.

În fig.6-26 este reprezentată schema unui asemenea întrerupător cu releu de curent maxim și releu de tensiune maximă, utilizat în reostatele trifazate. Releele *1* și *2* de curent maxim și releul *3* de tensiune maximă acționează, independent unul de altul, asupra zăvorului *4*. Butonul *5* servește

pentru deconectarea întrerupătorului de la distanţă. Prin apăsarea butonului, curentul din bobina releului *3* este întrerupt, releul acţionează şi întrerupătorul este deschis.

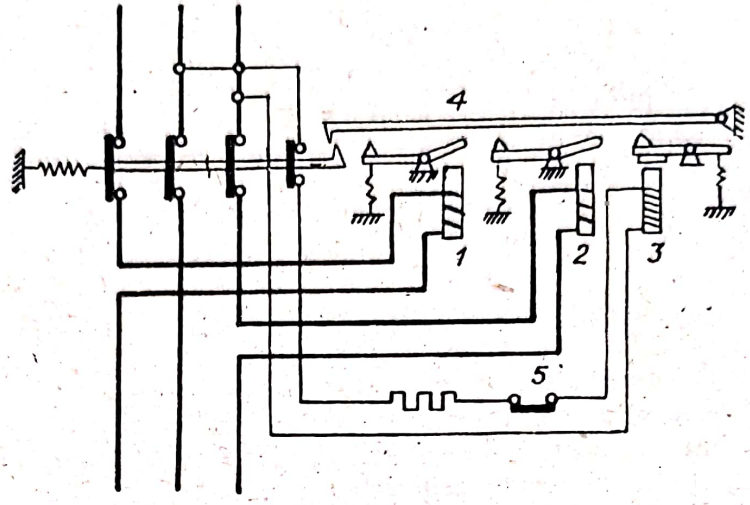


Fig. 6-26. Intrerupător trifazat automat, cu acţiune combinată, contra suprasarcinilor şi contra căderilor de tensiune

Se poate mări puterea de întrerupere a întrerupătoarelor automate utilizîndu-se dispozitive speciale de stingere a arcului, printre care cea mai răspîndită este stingerea magnetică, cu ajutorul unei bobine speciale de stingere, care funcţionează aşa cum am arătat la contactoare (vezi paragraf. 6-2 *e*).

c) Releele termice

Aceste aparate sînt utilizate pentru protecţia receptoarelor de energie contra suprasarcinilor moderate, însă de lungă durată.

Organul de comandă al acestui releu (fig. 6-27) îl constituie o placă bimetalică *1*, formată din două plăci subţiri din metale diferite, sudate între

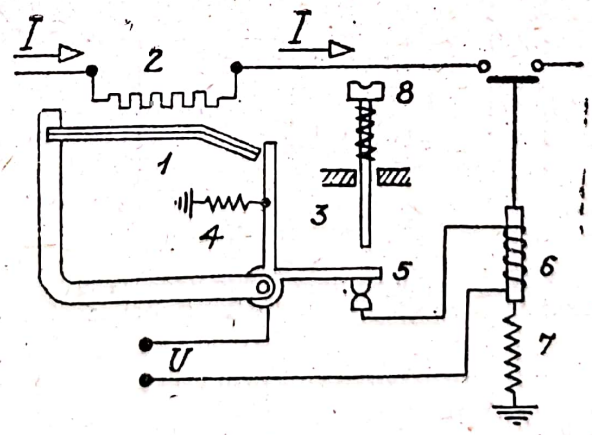


Fig. 6-27. Schema de principiu a unui releu termic

ele la extremităţi. Plăcile sînt astfel alese, încît coeficientul de dilataţie al plăcii inferioare să fie mai mare decît acela al plăcii superioare.

Prin trecerea curentului prin elementul de încălzire *2*, acesta se încălzește și transmite în parte căldura plăcii bimetalice, care se dilată. Deoarece placa inferioară se lungește mai mult decît cea superioară, placa bimetalică se îndoaie în sus cu atît mai mult, cu cît este mai puternic încălzită. La o încălzire mai accentuată și de durată mai lungă, provocată de o suprasarcină de durată mai lungă care parcurge elementul *2* montat în serie pe circuit, placa bimetalică se îndoaie pînă ce vîrful ei eliberează pîrghia *3*, care, sub acțiunea arcului spiral *4*, deviază puternic spre stînga. Prin aceasta se întrerupe contactul *5* prin care se alimentează bobina *6* a contactorului (întrerupătorul electromagnetic) și, sub acțiunea resortului *7*, circuitul este întrerupt. Cu ajutorul butonului *8*, releul și pîrghia *3* pot fi aduse în poziția inițială.

6-5. Comanda prin butoane

Cu ajutorul contactoarelor se pot realiza, printr-o simplă apăsare pe buton, comenzi din cele mai variate, ca de pildă: pornirea, oprirea, reglarea vitezei și schimbarea sensului de rotație al electromotoarelor, introducerea și scoaterea rezistențelor necesare reglajelor etc.

În fig. 6-28 este reprezentată schema comenzii automate, prin contactor, a unui electromotor asincron cu rotorul în scurtcircuit. La apăsarea butonului *1* (butonul de pornire), se stabilește un curent între faza *A* și faza *B* a rețelei prin circuitul de comandă (circuitul auxiliar), prin contactele închise ale butoanelor *2* (de oprire) și *1* (de pornire), bobina *3* a contactorului, contactele închise ale celor două relee de maxim *4* și *5* și întrerupătorul suplimentar *6*.

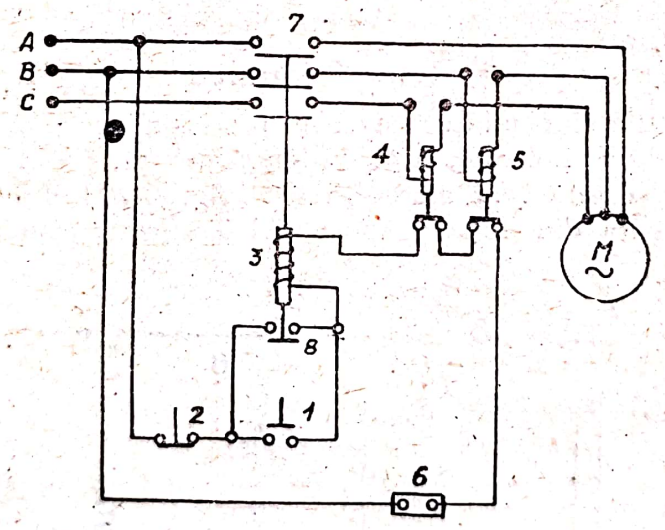


Fig. 6-28. Schema comenzii automate prin butoane a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit

Prin trecerea curentului auxiliar prin bobina contactorului, miezul ei este atras și închide întrerupătorul principal *7* care leagă motorul la rețea. Simultan se închide și contactul *8*, care șuntează butonul de pornire *1*, ceea ce face ca curentul de comandă să rămînă închis și după deschiderea contactelor butonului *1*, la eliberarea lui.

Oprirea motorului se face prin apăsarea butonului *2* (butonul de oprire), ceea ce produce întreruperea curentului auxiliar. Bobina contactorului ne mai

fiind străbătută de curent, miezul său se demagnetizează și contactorul întrerupe circuitul principal.

Dacă în circuitul motorului apare un curent de suprasarcină, miezurile releelor de maxim *4* și *5* vor fi atrase de bobinele respective și, prin întreruperea circuitului de comandă, vor deschide întrerupătorul *7* al motorului.

Întrerupătorul suplimentar *6* poate folosi la întreruperea automată a curentului de comandă, deci la oprirea motorului electric, dacă, de pildă, motorul acționează un strung și masa mobilă sau suportul acestuia ar depăși limita de cursă admisibilă. În acest caz, acționarea întrerupătorului ar fi făcută chiar de masa mobilă sau suportul strungului.

Acționarea automată prin butoane va fi tratată pe larg în vol. III.

6-6. Aparatajul de protecție și comandă a instalațiilor de înaltă tensiune

Un exemplu de asemenea aparataj este redat în fig. 6-29, care reprezintă schema electrică de protecție și de comandă a unui electromotor de înaltă tensiune. Conductoarele de alimentare ale motorului trec prin separatoarele *1* și apoi prin întrerupătorul automat în ulei *2*. Pe două din aceste conductoare sînt montate transformatoarele de intensitate *3*, care alimentează bobinele electromagneților *4*, ale releului de maxim. Dacă curentul din circuitul principal al motorului depășește valoarea admisibilă, armăturile electro-

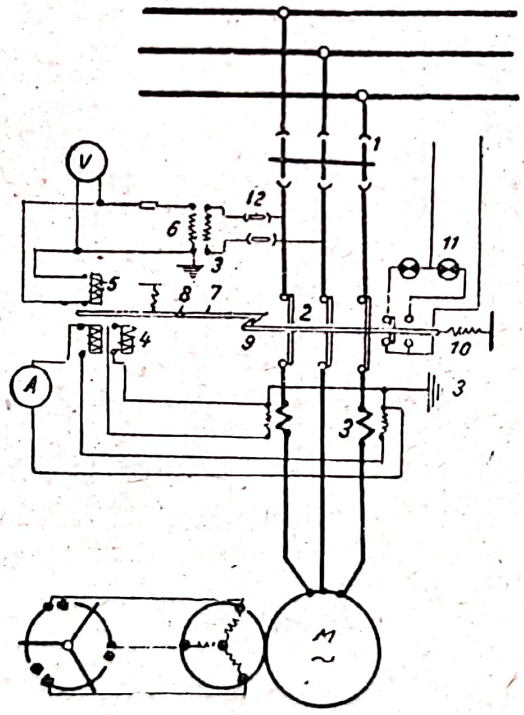


Fig. 6-29. Schema electrică de protecție și comandă a unui motor electric de înaltă tensiune

magneților vor acționa asupra zăvorului *7* al mecanismului de închidere, pe care îl vor roti în jurul axului *8*, eliberînd astfel traversa *9* a întrerupătorului în ulei, care declanșează sub acțiunea arcului *10*, întrerupînd astfel alimentarea motorului.

Bobina electromagnetului releului minimal *5* este alimentată de secundarul transformatorului de tensiune *6*. Atîta timp cît tensiunea depășește minimul admisibil, armătura electromagnetului releului este atrasă de electromagnet. Dacă tensiunea se coboară sub limita admisibilă, armătura electromagnetului *5* cade, ridicînd astfel zăvorul *7* al întrerupătorului în ulei, care declanșează sub acțiunea arcului *10* și motorul este scos din circuit.

Schema este prevăzută cu un voltmetru și un ampermetru, legați prin transformatoare de măsură, care servesc pentru controlul funcționării normale a electromotorului.

Poziția de „închis" sau „deschis" a întrerupătorului în ulei este indicată de lămpile de semnalizare *11*, alimentate de la o rețea separată de joasă tensiune. Separatoarele *12* servesc pentru scoaterea de sub tensiune a transformatorului *6*.

Electromotoarele de înaltă tensiune constituind în general unități puternice (care acționează mecanisme importante) pentru a înlesni deservirea lor, în-

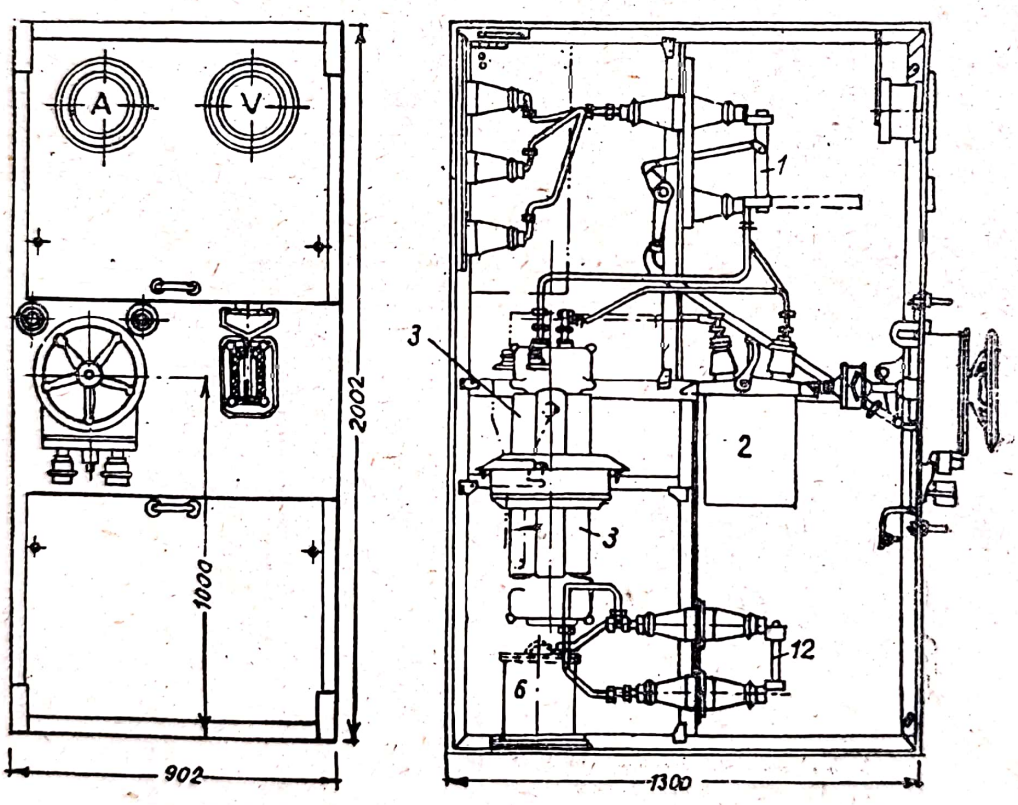


Fig. 6-30. Tabloul de comandă al unui motor electric de înaltă tensiune

tregul aparataj de comandă și de protecție se montează de obicei într-un compartiment metalic special, numit *panou de comandă*. În fig. 6-30 este reprezentat montajul aparaturii într-un panou de comandă. Un asemenea panou poate fi grupat cu alte panouri, ale altor electromotoare, constituind *tabloul* sau *pupitrul de comandă* al instalației.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL VII

APARATE ELECTRONICE ŞI IONICE

7-1. Tubul cu doi electrozi (dioda)

În volumul I (par. 14-1 şi 14-2), am explicat fenomenul emisiei termoionice sau termoelectronice. Reamintim că acest fenomen constă în emiterea de electroni de către un catod metalic aflat în vid şi adus în stare de incandescenţă. Dacă catodul emiţător de electroni se găseşte sub influenţa unui cîmp electric, acesta din urmă influenţează şi emisia de electroni, amplificînd-o sau atenuînd-o.

S-a arătat, de asemenea, că densitatea curentului de emisie depinde de materialul utilizat drept catod şi de temperatura acestui material. Prin urmare, la un material şi o temperatură dată, într-un cîmp electric constant, curentul de emisie este proporţional cu suprafaţa catodului.

Pe aceste principii se bazează funcţionarea *tuburilor electronice.*

Cel mai simplu tub electronic este *tubul cu doi electrozi,* care poartă şi numele de *diodă.* El este compus dintr-un balon de sticlă în care sînt aşezaţi doi electrozi şi în care se face un vid cît mai complet (de 10^{-8} — 10^{-7} torri).

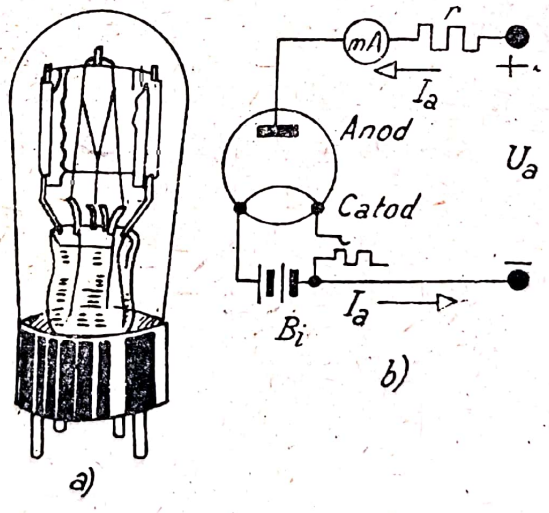


Fig. 7-1. Tubul cu doi electrozi: *a*) vedere exterioară; *b*) montajul diodei

Unul din electrozii diodei (fig. 7-1) este constituit, de regulă, dintr-un fir de wolfram sau dintr-un alt metal greu fuzibil, care se încălzeşte de la o

baterie auxiliară de încălzire B_i sau, în cazul curentului alternativ, de la un transformator electric. Acest fir se numește *filament de încălzire* și constituie *catodul* tubului. Fiecare extremitate a filamentului este lipită la un suport, cei doi suporți fiind legați electric la două din piciorușele (contactele) soclului tubului. Electrodul incandescent emite electroni liberi în spațiul din jurul său. Pentru a se obține o emisie cît mai importantă de electroni, firul de wolfram se încălzește la temperatura de 2 200° C.

Se reduce puterea necesară obținerii incandescenței firului și se mărește totodată durata de funcționare a tubului dacă firul de wolfram este acoperit cu un strat dintr-o substanță care posedă un lucru mecanic de emisie inferior acelui corespunzător wolframului. Se obțin astfel emisiuni electronice importante, chiar la temperaturi relativ reduse. În acest scop, sînt folosite ca substanțe de acoperire *oxizii metalelor bazice* (potasiu, stronțiu, bariu).

Al doilea electrod al tubului este constituit dintr-o placă metalică, paralelă cu suprafața pe care se desfășoară filamentul de încălzire, sau dintr-un cilindru care înconjoară filamentul, cînd acesta din urmă se reduce la un singur fir drept. Acest electrod constituie *anodul* tubului și se execută din molibden, nichel sau tantal. Placa sau cilindrul anodic se fixează pe suporți și este legat electric la un picioruș al soclului.

Dacă legăm catodul tubului la borna negativă și anodul la borna pozitivă a unei surse electrice (fig. 7-1 *b*), sub influența cîmpului electric dintre electrozi, electronii emiși de catod se vor îndrepta spre anodul tubului. În felul acesta, se realizează ceea ce numim un *curent anodic*.

În momentul cînd părăsesc catodul, electronii au o viteză foarte redusă; sub influența cîmpului electric, această viteză crește treptat, pe măsură ce electronii se apropie de anod. Cu cît însă electronii emiși de catod sînt mai numeroși, cu atît condițiile de scurgere devin mai grele, electronii noi emiși fiind respinși de electronii dinaintea lor, deja în mișcare spre anod. Electronii astfel înfrînați se grupează în apropierea catodului sub forma unei „sarcini spațiale negative", care se opune ieșirii electronilor din catod și deplasării lor în interiorul tubului.

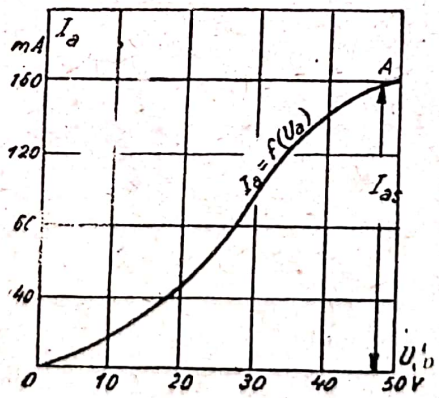


Fig. 7-2 Caracteristica volt amperică a diodei

Pentru a se mări curentul anodic, trebuie învinse rezistențele opuse de aceste sarcini spațiale și aceasta se obține mărindu-se cîmpul electric dintre electrozi, adică mărind tensiunea aplicată acestora.

Tensiunea aplicată între electrozi poartă numele de *tensiune anodică* și se notează cu U_a. Tensiunea aplicată filamentului de încălzire se notează cu U_i și ea caracterizează gradul de încălzire a filamentului.

Caracteristica după care variază curentul anodic în funcție de tensiunea anodică, adică relația $I_a = f(U_a)$ pentru $U_i = \text{const}$, poartă numele de *caracteristică voltamperică* a tubului electronic (fig. 7-2). Dacă facem să crească tensiunea anodică, vom constata că intensitatea curentului din circuit crește proporțional cu $U_a^{2/2}$, ajungînd la o valoare maximă, numită *curent de saturație* (notat în figură cu I_{as}), pentru o anumită valoare U_a' a tensiunii anodice aplicate. Dacă continuăm să mărim mai departe tensiunea anodică, se constată că curentul rămîne constant, curba devenind paralelă cu axa absciselor. Deci curentul de saturație este un curent limită și corespunde totalității electronilor pe care îi poate emite catoda în unitate de timp.

Urmează că intensitatea curentului de saturație poate fi mărită prin mărirea densității de emisie a electronilor liberi de către catod, ceea ce, potrivit relației (14-1) din vol. I ($\delta = a T^2 e^{-\frac{B}{T}}$) se obține prin mărirea temperaturii de încălzire T a catodului, adică prin mărirea tensiunii U_i. Tubul cu doi electrozi permite trecerea curentului electronic numai într-un singur sens, de la catod la anod, și numai cînd anodul este pozitiv. Dacă legăm catodul tubului la borna pozitivă a sursei electrice, sub acțiunea cîmpului electric creat, electronii care părăsesc catodul se întorc înapoi și curentul în circuitul tubului este nul (fig. 7-3).

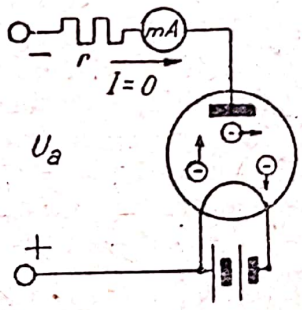


Fig. 7-3. Funcționarea diodei sub tensiune anodică inversă

Această importantă proprietate a tubului electronic este folosită, pe scară întinsă, la redresarea curentului alternativ.

Tubul electronic cu doi electrozi, construit pentru redresarea curenților, poartă numele de *kenotron*.

7-2. Tubul cu trei electrozi (trioda)

Tubul cu trei electrozi (fig. 7-4), care mai poartă și numele de *triodă*, este asemenea tubului cu doi electrozi, avînd însă în plus un al treilea electrod *grila* sau *grătarul*, care se așază, în interiorul tubului, în apropierea catodului. Grila este legată electric la un al patrulea picioruș (contact) al soclului tubului.

În drumul lor, electronii emiși de catod și atrași de anod trebuie să treacă prin ochiurile grilei. Dacă grila este pusă la un potențial pozitiv față

de catod, prin cîmpul electric pozitiv pe care îl creează în raport cu filamentul ea accelerează și mai mult electronii, deci mărește curentul anodic. Dacă, din contra, grila este pusă la un potențial negativ față de catod, prin cîmpul electric negativ pe care îl creează în raport cu filamentul ea respinge electronii către filament, micșorînd astfel curentul anodic.

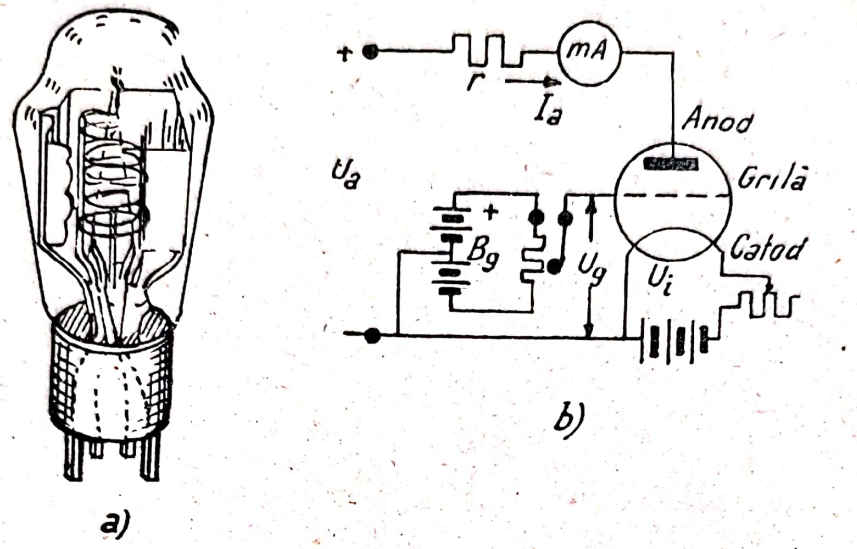


Fig. 7-4. Tubul cu trei electrozi: *a*) vedere exterioară; *b*) montarea triodei

Prin urmare, adoptarea grilei permite o a treia metodă de reglare a curentului anodic din tubul electronic (pe lîngă cele două metode examinate la studiul diodei) și anume prin variația tensiunii grilei.

Datorită așezării grilei în apropierea catodului, variațiile reduse ale tensiunii la grilă atrag după sine variații importante ale curentului anodic. Aceasta face ca trioda să fie un aparat extrem de sensibil.

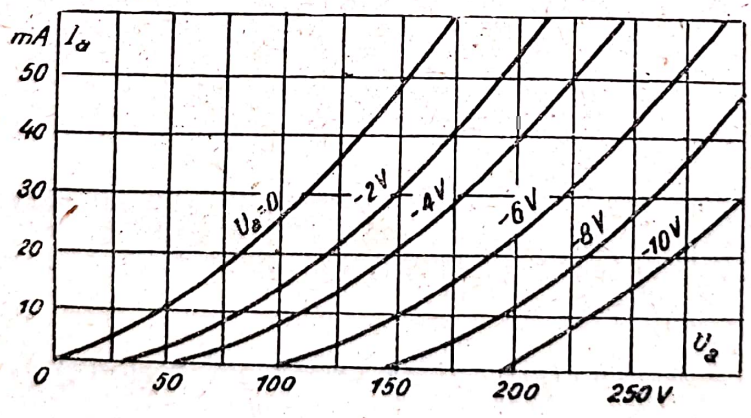


Fig. 7-5. Caracteristicile anodice ale triodei

Potențialul grilei, care se notează cu U_g este dat de o baterie de acumulatoare numită *bateria de polarizare a grilei* (B_g din fig. 7-4 *b*).

Curba care exprimă relația $I_a = f(U_a)$ pentru $U_g = \text{const}$ se numește *caracteristica anodică* a tubului. Caracteristicele anodice variază cu potențialul grilei (fig. 7-5). Cu cît negativarea potențialului grilei este mai mare,

cu atît tensiunea anodică necesară pentru obținerea unui anumit curent anodic este mai mare.

Caracteristica după care variază curentul anodic în funcție de potențialul grilei pentru $U_l = \text{const}$ poartă numele de *caracteristica grilei*. În fig. 7-6 sînt reprezentate caracteristicele grilei unei triode pentru două valori ale tensiunii anodice. Din examinarea acestor caracteristice, rezultă că pentru o anumită tensiune a grilei toți electronii emiși de catod sînt respinși de grilă, curentul anodic este nul și tubul devine neconducător. Tensiunea grilei care anulează curentul anodic se numește *tensiune de blocare*.

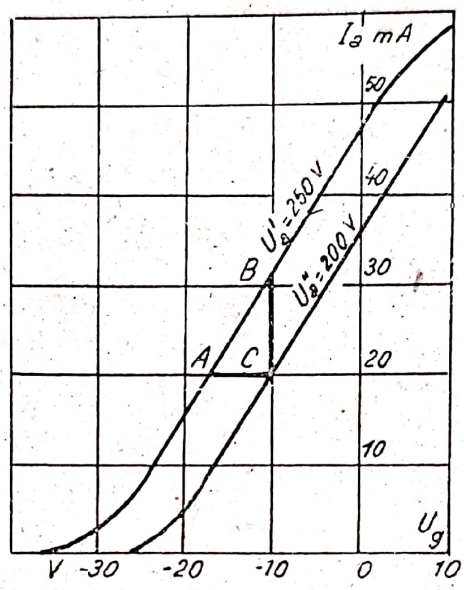


Fig. 7-6. Caracteristicile grilei unei triode

Trioda este caracterizată prin următorii trei parametri:

1. Panta caracteristicii, care se notează cu S și este dată de relația

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}, \qquad (7\text{-}1)$$

adică de raportul dintre creșterea curentului anodic și creșterea respectivă a tensiunii grătarului, tensiunea anodică rămînînd constantă ($U_a = \text{const}$).

Panta caracteristicii se exprimă în miliamperi pe volt (mA/V) și reprezintă creșterea curentului anodic la o creștere a tensiunii grilei de un volt. Referindu-ne la caracteristica grilei din fig. 7-6 corespunzătoare tensiunii $U_a = 250$ V, avem

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{CB\,(\text{în } mA)}{CA\,(\text{în } V)} = \frac{10}{7} = 1{,}43\ mA/V.$$

2. *Rezistența internă*, care se notează cu r_l și este dată de relația

$$r_l = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}, \qquad (7\text{-}2)$$

adică de raportul dintre creșterea tensiunii anodice și creșterea corespunzătoare a curentului anodic, la o tensiune constantă a grătarului (U_g = const).

Referindu-ne la fig. 7-6, rezultă că rezistența internă a tubului respectiv este

$$r_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{C\,B\,(\text{în } V)}{C\,b\,(\text{în } A)} = \frac{50}{10 \cdot 10^{-3}} = 5\,000\ \Omega .$$

3. *Factorul static de amplificare*, care se notează cu μ_{st} și este dat de relația

$$\mu_{st} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} , \qquad (7\text{-}3)$$

adică de raportul dintre variația tensiunii anodice și variația, de sens invers, a tensiunii grătarului, pentru ca curentul anodic să rămînă constant.

De pildă, pentru tubul electronic ale cărui caracteristice sînt reprezentate în fig. 7-6, factorul de amplitudine se determină în modul următor:

Trecerea de la tensiunea anodică de 200 V la aceea de 250 V, deci variația $\Delta U_a = 50$ V a tensiunii anodice la o tensiune a grilei constantă și egală cu $-10{,}5$ V produce o creștere ΔI_a a curentului anodic de 10 mA. Pentru a se obține aceeași creștere a curentului anodic la o menținere a tensiunii anodice constantă la 200 V, tensiunea grilei trebuie ridicată de la $-10{,}5$ V la $-3{,}5$ V, deci $\Delta U_g = 7$ V. Urmează că factorul static de amplificare al tubului respectiv este

$$\mu_{st} = \frac{50}{7} = 7{,}15\ \text{V} .$$

Cei trei parametri ai tubului electronic satisfac relația

$$\mu_{st} = S\,r_i , \qquad (7\text{-}4)$$

dedusă din formulele (7-1), (7-2) și (7-3).

Sensibilitatea mare a triodei o face aptă utilizării ei ca amplificator de oscilații electrice și ca amplificator de impulsuri de curent extrem de mici.

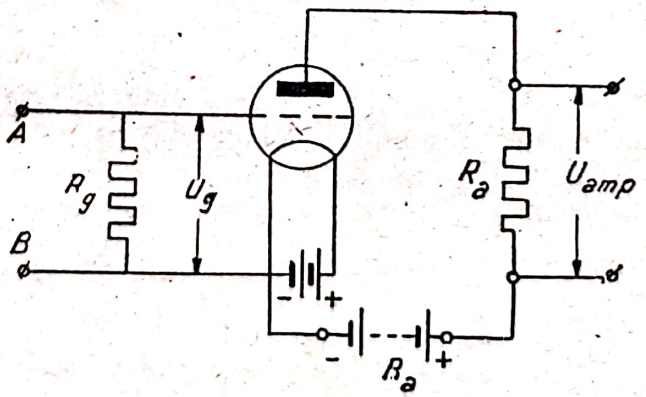


Fig. 7-7. Tubul cu trei electrozi montat ca amplificator

Cînd se aplică grilei unei triode o tensiune alternativă, în circuitul anodic apare un curent amplificat care variază exact ca și tensiunea grilei.

Deci la oscilații mici ale tensiunii aplicate grilei corespund oscilații mari ale intensității curentului anodic. În fig. 7-7 este reprezentată o triodă montată ca amplificator al unor impulsuri primite la bornele AB, borna A fiind legată cu grila. În circuitul anodic al tubului a fost introdusă o rezistență mare, notată cu R_a. Variațiile curentului anodic produc, la bornele acestei rezistențe, o tensiune variabilă amplificată U_{amp}.

Dacă se aplică la bornele AB ale schemei de conectare a tubului o tensiune alternativă, se obține la bornele rezistenței R_a o tensiune alternativă amplificată de aceeași formă și frecvență cu tensiunea aplicată (tensiunea de grilă). În modul acesta, variații mici ale tensiunii aplicate grilei produc variații importante ale tensiunii U_{amp} la bornele rezistenței anodice R_a. Tubul electronic cu trei electrozi amplifică oscilațiile primite și această amplificare se face în contul sursei de energie care alimentează circuitul anodic.

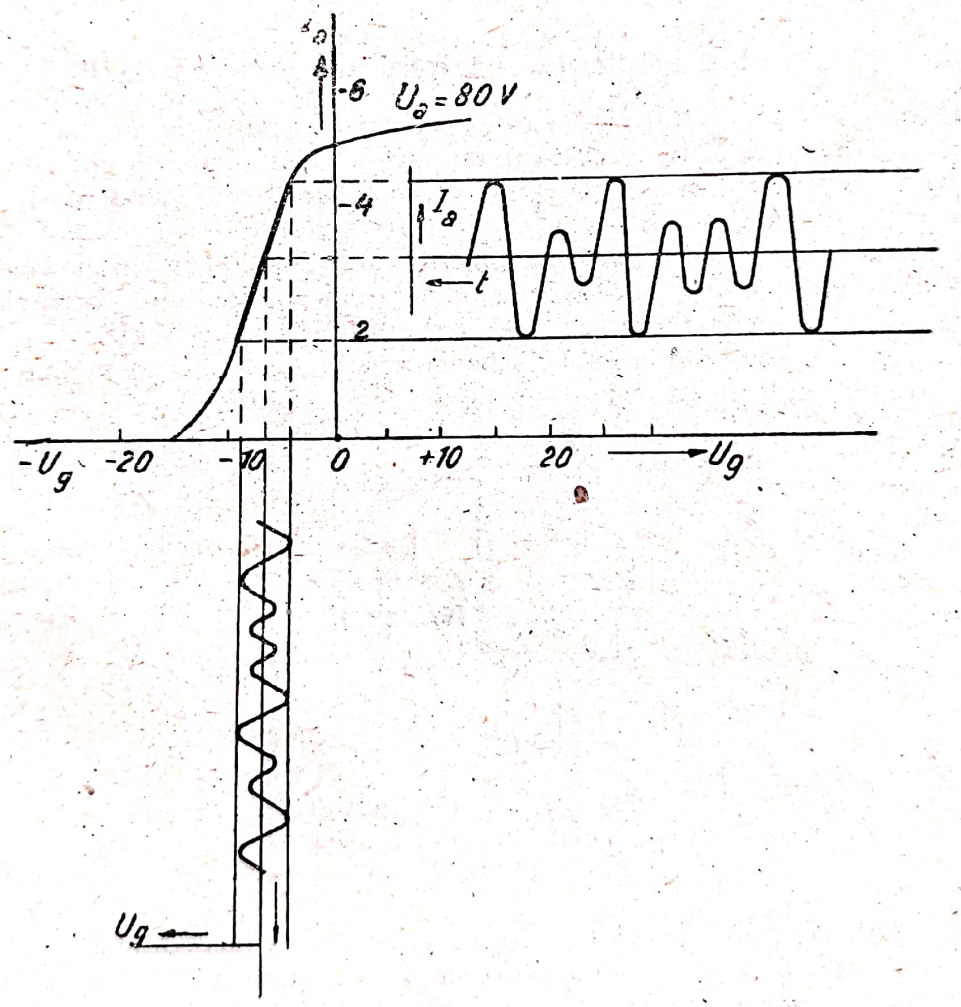


Fig. 7-8. Acțiunea amplificatoare a unui triode

Pentru a nu se produce o deformare a caracteristicelor oscilațiilor amplificate, de pildă a sunetului, trebuie ca variațiile tensiunii de grilă să aibă loc pe porțiunea rectilinie a caracteristicei de grilă a tubului. În fig. 7-8 este reprezentată variația tensiunii de grilă și variația corespunzătoare a curentului anodic, deci a tensiunii amplificate.

Un amplificator cu tuburi electronice se compune, obișnuit, din mai multe etaje de amplificare. În primul etaj se amplifică un impuls de tensiune, care astfel amplificat este transmis grilei tubului următor. Amplificarea tensiunii se face, după necesități, în una sau mai multe trepte. În ultimul etaj al amplificării, *etajul final*, are loc o amplificare a puterii transmise rezistenței de sarcină. În modul acesta, în etajele preliminare ale amplificatorului se întărește tensiunea iar în etajul final, puterea semnalului primit de aparat.

Pentru a se asigura amplificări cît mai mari ale tensiunii, tubul trebuie să funcționeze cu un coeficient de amplificare statică μ_{st} cît mai ridicat, iar rezistența R_a, din circuitul său anodic, să depășească cu mult rezistența interioară r_i a tubului. Tubul etajului final, care amplifică puterea, trebuie să aibă o pantă S a caracteristicei cît mai mare posibil și o rezistență interioară aproximativ egală cu aceea a sarcinii.

7-3. Tubul electronic ca generator de oscilații

Trioda poate fi utilizată ca generator de oscilații de înaltă frecvență. Ea prezintă avantajul de a putea pune în joc puteri foarte diferite, de la cîțiva wați pînă la cîteva sute de kilowați, și de a crea o gamă foarte întinsă de frecvențe, de la oscilații lente, a căror frecvență este de ordinul de 1 Hz, deci a căror lungime de undă este de ordinul a 300 000 km, pînă la oscilații extrem de rapide, corespunzătoare unor lungimi de undă de ordinul centimetrilor, deci a căror frecvență este de ordinul a $3 \cdot 10^{10}$ Hz.

În fig. 7-9 este reprezentată schema cea mai simplă de montaj a unui tub electronic, utilizat ca generator de oscilații electrice.

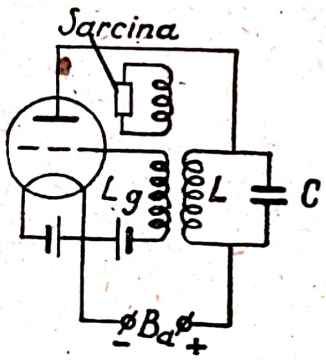


Fig. 7-9. Montajul triodei ca generator de oscilații întreținute

Schema conține următoarele trei elemente principale: a) un circuit oscilant, format dintr-un condensator C și o inductanță L legate în serie, în care sînt produse oscilații electrice neamortizate; b) o sursă de curent, care furnizează circuitului oscilant energia necesară întreținerii oscilațiilor și c) o triodă, care reglează alimentarea circuitului oscilant cu energia sursei, în vederea întreținerii oscilațiilor.

Sursa de curent este constituită de bateria anodică B_a, din fig. 7-9. Cînd circuitul acestei baterii este închis, condensatorul C al circuitului oscilant se încarcă pînă la tensiunea U_A și apoi se descarcă în bobina L. După cum am arătat în vol. I (paragraf. 9-14), în circuitul oscilant LC iau

naștere oscilații a căror pulsație, dacă se neglijează rezistența activă a circuitului este, potrivit relației (9-118) din acel volum, dată de expresia $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, adică este egală cu pulsația de rezonanță a circuitului. Rezistența activă a circuitului oscilant, care în realitate nu poate fi neglijată, amortizează oscilațiile circuitului LC și energia furnizată de bateria B_a, la încărcarea condensatorului, se consumă în pierderi Joule-Lenz în această rezistență.

Pentru a se obține în circuitul LC oscilații neamortizate, este necesar ca la fiecare oscilație a acestuia să fie injectată în circuit, prin impulsuri, energia electrică necesară acoperirii pierderilor corespunzătoare oscilației. Frecvența acestor impulsuri trebuie să fie deci egală cu frecvența oscilațiilor circuitului LC. Pentru aceasta este necesar ca curentul de alimentare să fie un curent alternativ de aceeași frecvență ca și oscilațiile circuitului oscilant, adică să fie în rezonanță cu acest circuit. Totodată, este necesar ca impulsurile curentului de alimentare să coincidă ca sens cu oscilațiile circuitului LC, adică impulsul să aibă loc în momentul oportun.

Pentru obținerea oscilațiilor întreținute, în circuitul grilei este conectată o bobină L_g, cuplată inductiv cu bobina L a circuitului oscilant. Curentul alternativ al oscilațiilor amortizate din circuitul LC induce în bobina L_g o f.e.m. alternativă, care supune grila unui potențial alternativ de aceeași frecvență ca și oscilațiile circuitului LC. Variațiile de potențial ale grilei produc o variație, de aceeași frecvență, a curentului anodic, deci imprimă acestuia din urmă o frecvență egală cu aceea a oscilațiilor din circuitul LC. În modul acesta, oscilațiile amortizate din circuitul LC sînt transformate în oscilații întreținute.

În cuplajul de mai sus dintre circuitul grilei și circuitul oscilant, circuitul grilei, prin intermediul tubului electronic, acționează asupra curentului anodic și acesta din urmă întreține oscilațiile din circuitul oscilant. Curentul din circuitul oscilant reacționează, la rîndul său, asupra circuitului grilei prin intermediul bobinei L_g. Un asemenea cuplaj se numește *cuplaj prin reacție* și pentru că se face pe cale inductivă, prin inductanța mutuală dintre bobinele L_g și L, se mai numește și *cuplaj prin reacție inductiv*. După cazuri, pot fi folosite și cuplaje prin reacție capacitive, sau prin autotransformatoare.

7-4. Kenotronul

Am arătat, în paragraf. 7-1, că tubul cu doi electrozi poate fi folosit ca redresor al curentului alternativ, și în această calitate el poartă numele de kenotron.

În fig. 7-10 este redat aspectul unei diode construite pentru a funcționa ca kenotron. În figură, A reprezintă anodul, C catodul și B balonul de sticlă. Acest tip de kenotron este prevăzut cu conductoare de legătură flexibile. Alte tipuri constructive sînt prevăzute cu socluri, care dispun de picioruțe de contact.

Kenotroanele sînt utilizate pentru redresarea curenților pentru puteri în general reduse. Ele sînt folosite, în special, pentru alimentarea aparatelor de radio recepție precum și a posturilor de radio emisie, cînd puterea acestora din urmă nu este prea mare. De asemenea, kenotroanele sînt aplicate la alimentarea cu curent continuu a aparatelor Roentgen și a altor aparate medicale, care necesită curenți relativ reduși.

Scanned with OKEN Scanner

În fig. 7-11, este redată schema cea mai simplă de redresare a curentului alternativ cu ajutorul kenotronului. Curentul ce urmează a fi redresat este mai întîi transformat, la tensiunea de funcționare a diodei, cu ajutorul

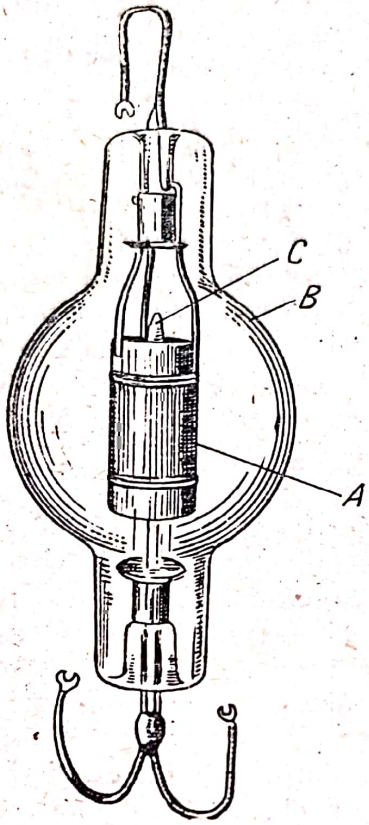


Fig. 7-10. Aspectul exterior al unui kenotron cu conductoare flexibile

transformatorului de alimentare *Tr*. Anodul tubului este legat la o bornă a secundarului acestui transformator, iar catodul, prin receptorul de curent redresat, la cealaltă bornă.

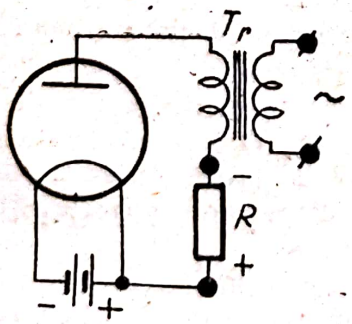


Fig. 7-11. Schema de montaj a kenotronului

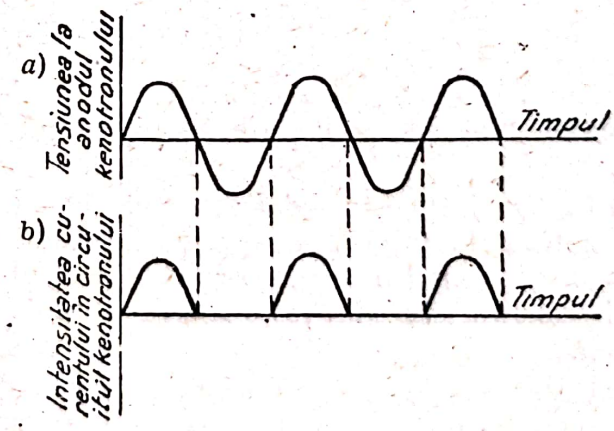


Fig. 7-12. Curba curentului redresat cu ajutorul kenotronului montat după schema din fig. 7-11

Curba din fig. 7-12 *a* reprezintă tensiunea alternativă, presupusă sinusoidală, la secundarul transformatorului.

Deoarece dioda lasă să treacă curentul numai în sensul de la anod la catod şi anume cînd anodul este pozitiv, în circuitul kenotronului, deci şi al receptorului de energie cu care este legat în serie, nu va trece decît o alternanţă de curent, care corespunde unei jumătăţi de perioadă a curentului alternativ. În fig. 7-12 *b* este reprezentată curba curentului redresat în ipoteza că receptorul consumă o sarcină activă. Pentru a se obţine redresarea ambelor alternanţe ale curentului alternativ de alimentare, se utilizează două diode, montate aşa cum se arată în fig. 7-13. Anozii diodelor sînt legaţi la bornele înfăşurării secundare a transformatorului de alimentare, al cărui mijloc (priza mediană) constituie polul negativ al circuitului de curent redresat. Catozii diodelor sînt alimentaţi de la o baterie de acumulatoare (bateria de încălzire), al cărei pol pozitiv constituie, totodată, polul pozitiv al circuitului de curent redresat.

În acest montaj, tensiunile aplicate anozilor celor două kenotroane sînt în permanenţă egale şi opuse. Rezultă că în cursul unei semiperioade curentul trece în receptorul de energie prin una din diode, iar în cursul semiperioadei următoare, prin cealaltă diodă, redresîndu-se astfel ambele semiperioade ale curentului de alimentare. Se obţine şi în acest caz un curent pulsatoriu, însă fără intermitenţe (fig. 7-14).

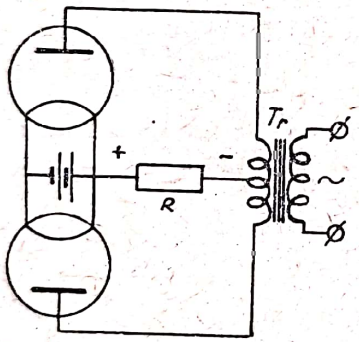


Fig. 7-13. Schema de montaj a redresării curentului cu două diode

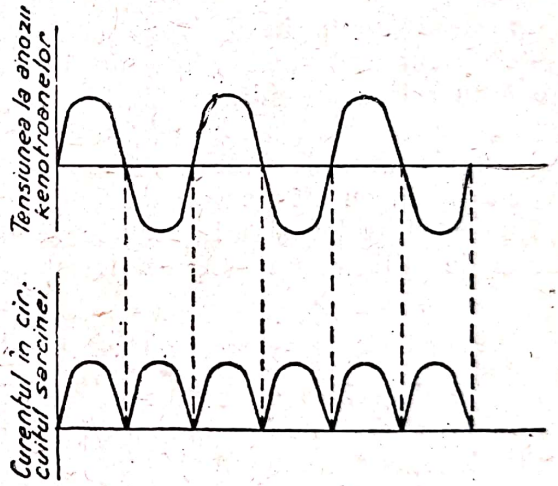


Fig. 7-14. Curba curentului redresat cu ajutorul a două diode, montate după schema din fig. 7-13

În practică, filamentele kenotroanelor sînt încălzite în curent alternativ, alimentarea filamentului fiind asigurată de un transformator coborîtor special destinat încălzirii sau de o a treia înfăşurare a transformatorului principal, care alimentează anozii diodelor. De asemenea, pentru a se obţine redresarea ambelor alternanţe ale curentului de alimentare se utilizează, foarte adesea, în locul a două kenotroane, un singur kenotron de construcţie specială, prevăzut cu doi anozi. În fig. 7-15 este reprezentată schema de montaj a unui asemenea kenotron, cu filamentul alimentat în curent alternativ de la o a treia înfăşurare a transformatorului principal de alimentare. În figură primarul transformatorului a fost notat cu *P*, iar cele două secundare, cu *S* şi *s*.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a se netezi pulsațiile curentului redresat, în schemele de montaj ale kenotroanelor sînt folosite *filtre de netezire*. Un asemenea filtru este format din bobine cu inductanță foarte ridicată (așa numite bobine de șoc) legate în serie pe circuitul receptorului și din condensatoare de capacitate

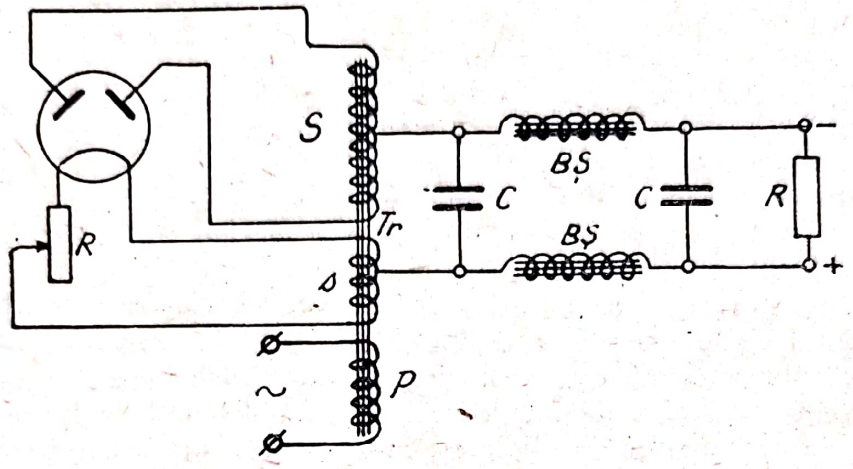


Fig. 7-15. Schema de montaj a kenotronului cu doi anozi și cu filtre de netezire a curentului redresat

foarte mare legate în derivație pe tensiunea redresată. Bobinele fiind străbătute de curentul anodic, împiedecă trecerea componentei alternative a acestui curent cu atît mai mult, cu cît frecvența acestei componente este mai mare. Această componentă se închide prin condensatoarele filtrelor legate în derivație cu circuitul de utilizare, filtre care prezintă o rezistență de trecere cu atît mai mică, cu cît frecvența acestui curent este mai mare. În modul acesta, cu ajutorul filtrelor și utilizîndu-se kenotroane cu doi anozi, se asigură circuitului de utilizare un curent redresat practic continuu.

7-5. Gazotronul

Spre deosebire de kenotron, care este o diodă redresoare în vid, gazotronul este o diodă redresoare în gaze, balonul de sticlă al tubului conținînd vapori de mercur sau un gaz inert (argon, neon sau teliu).

Gazotroanele se construiesc pentru valori relativ ridicate ale curentului redresat, de ordinul zecilor de amperi. Ei sînt utilizați pentru alimentarea motoarelor electrice de curent continuu, pentru încărcarea bateriilor de acumulatoare, în industria electrochimică, în telecomunicații etc.

Un gazotron (fig. 7-16) se compune dintr-un balon de sticlă, în care se găsesc închiși anodul A și catodul C. Balonul este umplut cu vapori de mercur, sau cu gazul inert, după ce, în prealabil, a fost supus unui vid de circa 10^{-5}-10^{-6} torri.

Catodul gazotronului este format dintr-o panglică de nichel acoperită cu un strat de oxizi ai metalelor alcalino-teroase (calciu, toriu și stronțiu). Un asemenea catod poate produce o emisie electronică ridicată, chiar la temperaturi de încălzire relativ reduse, de 700-800° C. În modul acesta, puterea consumată pentru încălzirea catodului este mică, ceea ce se răsfrînge asupra randamentului diodei.

Anodul gazotronului se execută din nichel, oțel sau cărbune.

Dacă se aplică o diferență de potențial între cei doi electrozi ai gazotronului, se constată, ca și la kenotron, că prin tub trece curent numai dacă anodul este legat la un potențial mai ridicat decît catodul.

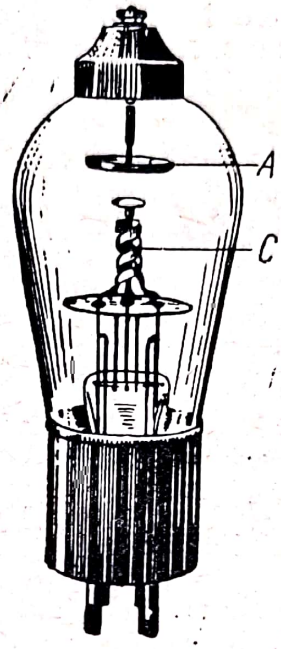


Fig. 7-16. Aspectul exterior al gazotronului

Prezența gazului în balonul de sticlă modifică mult caracteristicele diodelor cu vid. Astfel, într-o diodă obișnuită rezistența internă a lămpii este aproximativ constantă, deci căderea de tensiune în tub este proporțională cu curentul. Prin introducerea gazului, căderea de tensiune în tub devine practic constantă, deci independentă de curent. Această cădere de tensiune este relativ mică, variind, după natura și densitatea gazului, între 10 și 16 volți, la gazotroanele cu vapori de mercur, și între 16 și 22 volți, la cele cu gaze inerte.

Fenomenul se explică în modul următor:

Cînd se aplică anodului o tensiune pozitivă crescătoare, electronii emiși de catod încep să fie atrași de placa anodului și numărul lor crește odată cu tensiunea acesteia. În drumul lor, electronii întîlnesc atomii gazului din balon, îi izbesc și, dacă posedă o viteză suficientă, îi ionizează. În felul acesta, se creează, de la un electrod la celălalt, un puternic curent de ioni, cu o slabă cădere de tensiune.

Catodul gazotronului este încălzit de la o sursă independentă, curentul de încălzire variind, după puterea tubului, între 4 și 50 amperi. Avînd o masă mare, catodul are nevoie de un timp relativ apreciabil pentru încălzirea lui la temperatura normală, astfel încît să poată emite electronii necesari funcționării tubului. Această inerție la încălzire constituie un dezavantaj al gazotronului.

Un alt dezavantaj al gazotronului îl constituie sensibilitatea sa mare la suprasarcini. În schimb gazotroanele, datorită căderii lor reduse de tensiune, prezintă avantajul unui randament ridicat și posibilitatea de a obține

intensități ale curentului redresat cu mult mai mari decît cu diodele electronice (kenotroanele).

În fig. 7-17, este reprezentată caracteristica voltamperică a gazotronului cu vapori de mercur, adică relația dintre tensiunea aplicată electrozilor diodei și curentul de sarcină. În porțiunea OA a caracteristicii, tensiunea aplicată electrozilor nu este încă suficient de mare pentru a imprima electronilor emiși de catod viteza necesară ionizării gazului și descărcarea este-

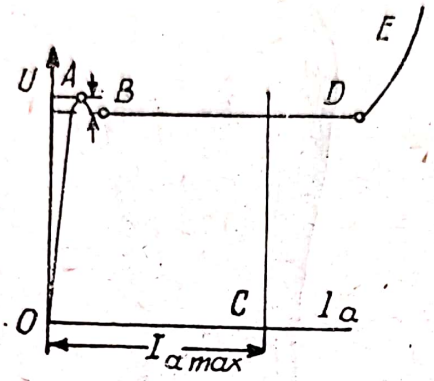


Fig. 7-17. Caracteristica voltamperică a gazotronului cu vapori de mercur

pur electronică. Viteza de ionizare este atinsă în punctul A, care corespunde începutului ionizării gazului. Pe porțiunea AB a caracteristicii apare arcul electric dintre electrozii gazotronului, care se menține pe tot timpul funcționării normale a acestuia. Această porțiune, în forma unui prag, poartă numele de *prag de aprindere*. Pragul de aprindere corespunde unei scăderi de 2-3 V a tensiunii dintre electrozi.

De la punctul B înainte, caracteristica prezintă o formă practic orizontală, de-a lungul căreia căderea de tensiune din interiorul gazotronului depinde de natura și densitatea gazului sau a vaporilor de mercur din tub. Dincolo de punctul D, căderea de tensiune din interiorul gazotronului crește brusc cu creșterea sarcinii și caracteristica voltamperică se ridică repede în sus. Funcționarea gazotronului dincolo de acel punct duce la distrugerea rapidă, prin volatilizare, a catodului. De aceea, curentul maxim de sarcină al gazotronului nu trebuie să depășească un sfert sau cel mult o treime din curentul de sarcină corespunzător punctului D de la care începe porțiunea ascendentă a caracteristicii voltamperice.

Schemele de montare ale gazotroanelor sînt identice cu acelea ale kenotroanelor.

7-6. Tiratronul

Tiratronul este o triodă cu gaz sub joasă presiune, adică un gazotron prevăzut cu grilă de comandă.

Tiratroanele sînt redresoare de mare sensibilitate, prezintă dimensiuni reduse în raport cu puterea lor, necesită o comandă ușoară, la care acționează rapid, au un randament ridicat și prezintă o mare siguranță în funcționare. Aceste calități impun utilizarea lor în cele mai variate domenii: în telecomunicații, pentru alimentarea emițătoarelor de radio și amplificatoarelor puternice; în metalurgia prelucrătoare pentru reglarea acționării mașinilor unelte,

Scanned with OKEN Scanner

pentru sudura electrică etc.; în diverse dispozitive automate de reglaj și acționare, între altele pentru reglarea tensiunii la alternatoare; ca mutatoare, pentru transformarea unui curent continuu în curent alternativ, pentru schimbarea frecvenței unui curent alternativ etc.

În fig 7-18 este reprezentat aspectul exterior al tiratronului, iar în fig. 7-19, schematic, poziția electrozilor în tiratroane. În această din urmă figură, *A* și *C* reprezintă anodul, respectiv catodul tiratronului, care se execută la fel ca și la gazotroane. Între anod și catod este așezată grila *G*, executată din tablă de nichel perforată sau din sîrmă de molibden. Grila este fixată cu ajutorul unor izolatori de sticlă sau de cuarț (notați în figură cu *Iz*), pe un ecran cilindric *E*.

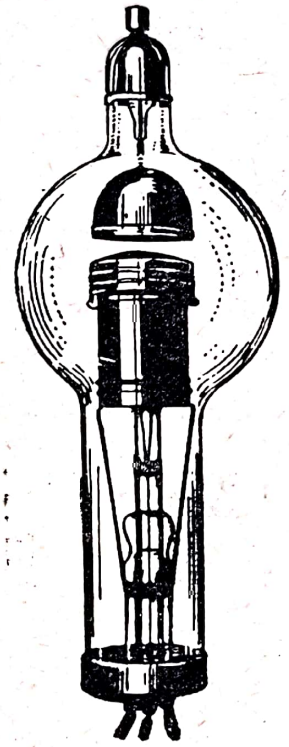


Fig. 7-18. Aspectul exterior al unui tiratron

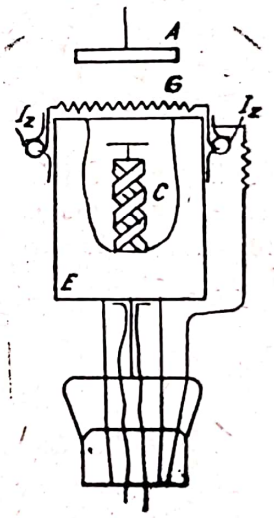


Fig. 7-19. Aspectul schematic al electrozilor tiratronului

Caracteristica cea mai importantă a funcționării tiratronului este *caracteristica de aprindere*, care exprimă relația dintre potențialul grilei (U_g), la care are loc aprinderea, și tensiunea anodică U_a, adică funcția $U_g = f(U_a)$. În regiunea aflată dedesubtul acestei curbe tubul este stins, iar în regiunea aflată deasupra, el este aprins.

În fig. 7-20 este reprezentată caracteristica de aprindere a unui tiratron. Se vede, de pildă, că dacă tensiunea anodică este de 600 V, pentru ca lampa să se aprindă și curentul să circule trebuie ca tensiunea negativă a grilei să fie mai mare de —7,8 V, iar pentru o tensiune anodică de 200 V, tensiunea negativă a grilei trebuie să fie mai mare de —3 V. Prin urmare, aplicînd grilei un potențial negativ suficient de mare, se poate împiedica apariția arcului dintre anod și catod, cu toate că la anod există un potențial destul de ridicat.

Din momentul în care arcul s-a aprins, grila nu mai are nici o influenţă asupra curentului anodic, oricare ar fi potenţialul ei. Prin urmare, la tiratron grila influenţează, prin tensiunea sa, numai momentul aprinderii arcului şi nu poate realiza, prin variaţia potenţialului său, un reglaj continuu al

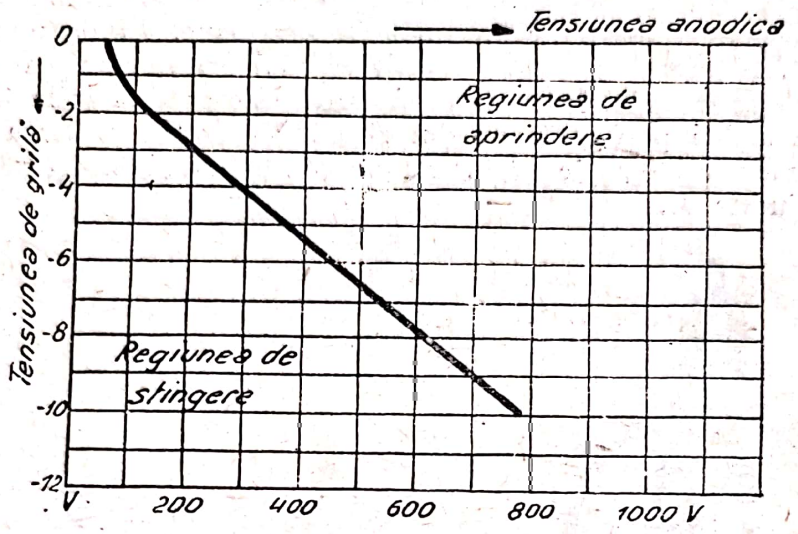


Fig. 7-20. Caracteristica de aprindere a unui tiratron

curentului anodic, ca la trioda electronică; aceasta pentru că la trioda electronică trecerea curentului este pur electronică, pe cînd la tiratron este ionică.

Caracteristicele de aprindere variază, ca formă, după mărimea tiratronului, natura gazului, forma electrozilor etc. În redresarea curentului alter-

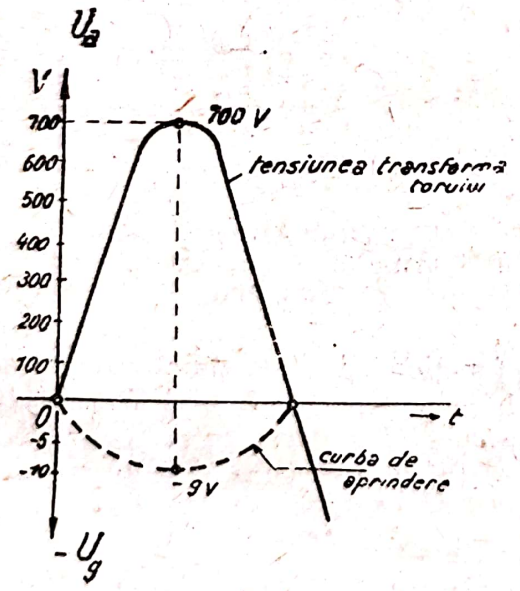


Fig. 7-21. Cazul cînd tensiunea grilei tiratronului este inferioară tensiunii minime de aprindere

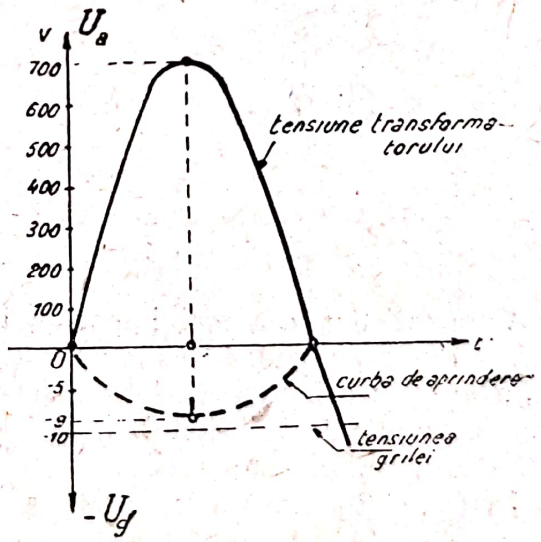


Fig. 7-22. Cazul cînd tensiunea grilei tiratronului este egală cu tensiunea minimă de aprindere

nativ, tiratronul se aprinde şi se stinge odată în timpul fiecărei perioade. În fond, dacă nu se consideră efectul grătarului (adică se consideră $U_g = 0$),

tiratronul are o funcţionare identică cu cea a gazotronului. Prin tensiunea aplicată grătarului, se poate regla momentul aprinderii tubului.

Pentru a ne da seama de influenţa tensiunii grilei asupra curentului redresat, vom examina funcţionarea tiratronului a cărui caracteristică de aprindere este reprezentată în fig. 7-20.

Să presupunem că tensiunea secundară a transformatorului anodic are valoarea maximă de 700 V şi să reprezentăm, în fig. 7-21, o alternanţă pozitivă a acestei tensiuni. Alternanţele negative nu ne interesează, deoarece în decursul lor tubul stă stins. Pe aceeaşi figură am reprezentat, prin linii întrerupte, la o altă scară, şi curba aprinderilor, dedusă din caracteristica de aprindere (fig. 7-20), pentru fiecare valoare a tensiunii anodice. Dacă,

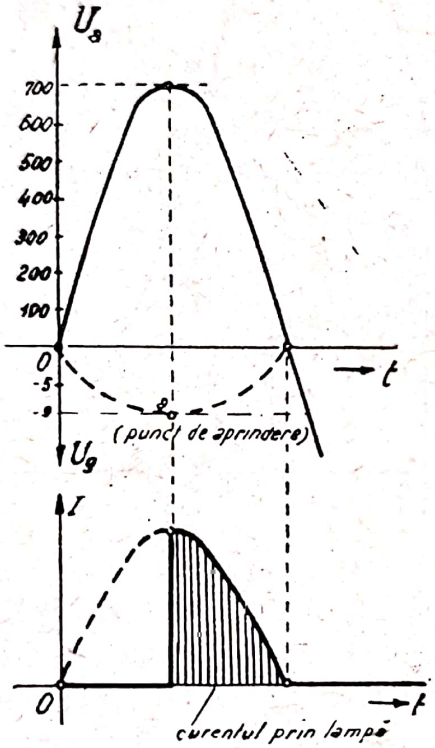


Fig. 7-23. Funcţionarea tiratronului la o tensiune a grilei egală cu tensiunea minimă de aprindere

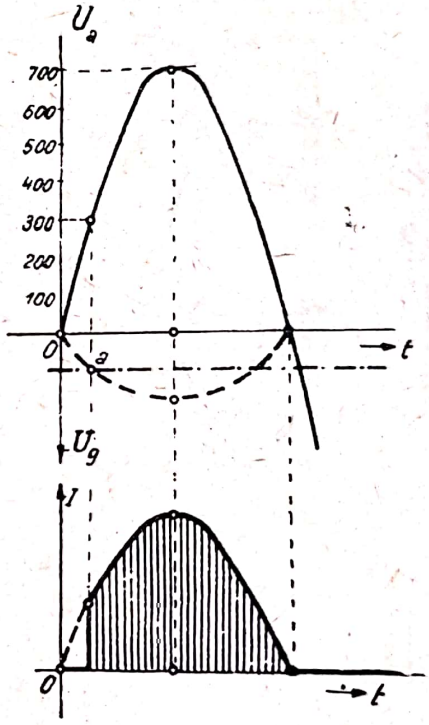


Fig. 7-24. Funcţionarea tiratronului la o tensiune a grilei mai mică decît tensiunea minimă de aprindere, fără a fi egală cu zero

prin bateria de negativare a grilei, aplicăm între grilă şi catod o tensiune de —10 V, tensiunea negativă a grilei fiind permanent mai mare decît valorile care corespund aprinderii, tiratronul va rămîne tot timpul stins (fig. 7-22). Micşorînd tensiunea de negativare la —9 volţi, tubul se va aprinde cînd tensiunea anodică atinge valoarea maximă de 700 V (punctul *a* din fig. 7-23 este punctul de aprindere) şi, în acest moment, apare un curent anodic, care circulă pînă cînd tensiunea anodică ajunge la zero şi tubul se stinge. Tubul rămîne stins pînă ce, la următoarea alternanţă pozitivă, tensiunea anodică ajunge din nou la valoarea maximă de 700 V, cînd tubul se reaprinde şi fenomenul se repetă.

Prin urmare, pentru această valoare a tensiunii grilei curentul anodic redresat are forma unor pulsaţii de un sfert de perioadă.

Dacă am reduce și mai mult tensiunea grilei, de pildă la —4 V (fig. 7-24), vom constata că tubul se aprinde la 300 V și pulsul de curent redresat este mai mare. Dacă, în fine, tensiunea grilei devine zero, ea nu mai are nici o influență și tubul funcționează ca un gazotron, redresînd pulsații de o jumătate de perioadă (fig. 7-25).

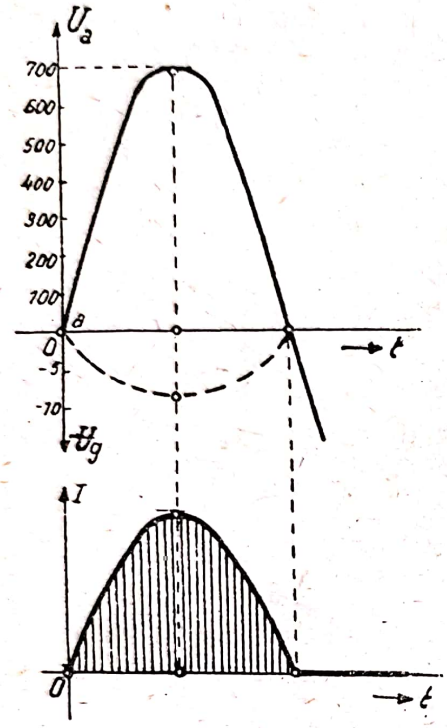


Fig. 7-25. Funcționarea tiratronului la o tensiune nulă a grilei

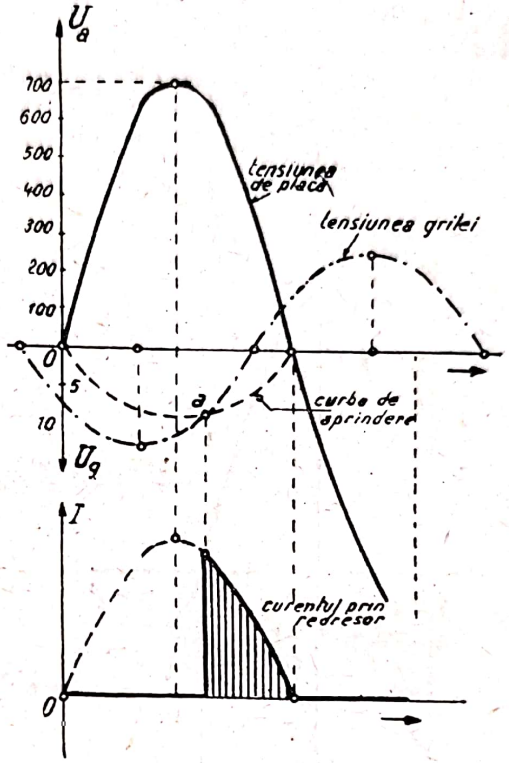


Fig. 7-26. Funcționarea tiratronului cînd tensiunea grilei este alternativă

Curentul continuu debitat de redresor este egal cu valoarea medie a acestor pulsuri. Cum durata pulsurilor depinde de gradul de negativare al grilei, rezultă că prin reglajul acesteia din urmă putem face să varieze, de la simplu la dublu, valoarea curentului redresat.

În practică, reglajul tensiunii grilei se realizează cu ajutorul unei tensiuni de grilă alternativă. În fig. 7-26, tensiunea alternativă aplicată grilei este reprezentată prin curba trasată cu linie și punct. Variind decalajul dintre această tensiune și tensiunea anodică, punctul de aprindere al tubului poate fi plasat oriunde și curentul redresat poate fi variat de la zero, la valoarea sa maximă.

7-7. Redresoarele cu vapori de mercur

La instalațiile la care se cer curenți de intensitate mare și foarte mare și tensiuni relativ ridicate, redresoarele descrise mai sus nu mai dau satisfacție. În asemenea cazuri, se întrebuințează redresoare cu vapori de mercur de capacitate mare, sub următoarele două forme constructive:

a) pentru intensități de curent pînă la 500 A și tensiuni pînă la 600 V, sau pentru intensități pînă la 20 A și tensiuni pînă la 15 000 V, *redresoare cu vas de sticlă;*

b) pentru intensități de curent pînă la 5 000 A și tensiuni pînă la 800 V, sau pentru intensități pînă la 200 A și tensiuni pînă la 50 000 V, *redresoare cu vas metalic*.

În afară de forma constructivă, redresoarele cu vapori de mercur, de capacitate mare și foarte mare, se mai caracterizează și prin numărul de faze care contribuie la redresarea curentului, și anume una, trei, șase sau douăsprezece faze.

a) Redresorul cu vas de sticlă

1) *Redresorul monofazat*. Schema de montaj a unui redresor monofazat cu vas de sticlă este reprezentată în fig. 7-27. Redresorul se compune dintr-un vas de sticlă în formă de pară, în care se face un vid de 10^{-3}-10^{-4} torri.

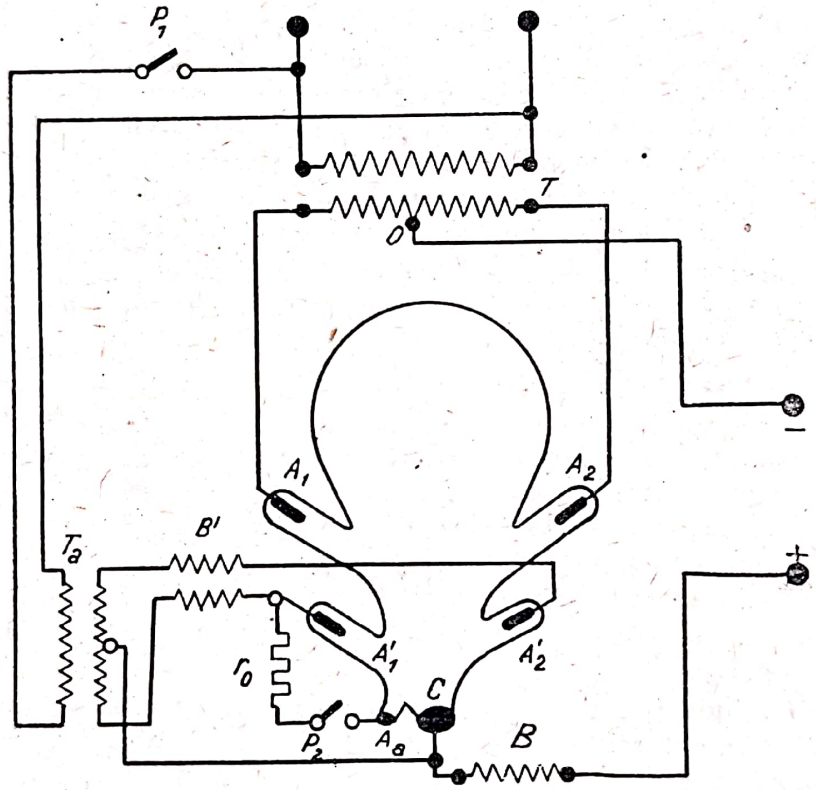


Fig. 7-27. Schema de principiu a unui redresor cu vapori de mercur monofazal cu vas de sticlă

Vasul este prevăzut cu 4 brațe. În brațele superioare sînt sudați doi electrozi de fier sau de grafit, notați în figură cu A_1 și A_2, care se leagă cu înfășurarea secundară a transformatorului principal anodic de alimentare T. Acești electrozi alcătuiesc *anozii principali* ai redresorului. Priza mediană a înfășurării transformatorului anodic constituie polul negativ al circuitului de curent redresat.

În brațele inferioare sînt sudați electrozii A'_1 și A'_2, legați cu înfășurarea secundară a unui transformator auxiliar T_a. Acești electrozi alcătuiesc *anozii auxiliari*, de punere în funcție și de întreținere, ai redresorului. Aparatul mai dispune și de un al 5-lea anod, *anodul de aprindere*, constituit dintr-un apendice A_a al vasului de sticlă, umplut cu mercur.

Fundul îngust al vasului de sticlă este și el umplut cu mercur și constituie catodul C al redresorului.

Pentru a pune aparatul în funcție, se procedează în modul următor:

Se închid mai întîi întrerupătoarele P_1 și P_2 (fig. 7-27) pentru a pune redresorul sub tensiune, după care se apleacă cu grijă aparatul pentru a pune în contact mercurul de la catodul C cu acela de la anodul de aprindere A_a. Readucînd redresorul în poziția sa normală, puntea de mercur dintre C și A_a se întrerupe și scînteia care ia naștere provoacă, pe suprafața mercurului de la catod, o pată luminoasă (un punct incandescent) în care temperatura metalului este de circa 2 000° C. La această temperatură, o parte din mercurul de la catod se evaporă și vaporii de mercur umplu întregul vas al redresorului.

Pata incandescentă a catodului emite electroni și aceștia sînt antrenați, sub influența cîmpului anodic, spre anozii auxiliari A'_1 și A'_2, care au, pe rînd, potențialul pozitiv. Electronii astfel antrenați capătă o viteză suficient de mare pentru a ioniza moleculele vaporilor de mercur. Ionii negativi obținuți se deplasează, împreună cu electronii, în direcția anodului, iar ionii pozitivi, în direcția catodului. În modul acesta, între catodul C și anozii auxiliari A'_1 și A'_2 apare o descărcare în arc și în circuitul secundar al transformatorului auxiliar (catod-anodul auxiliar) trece curent electric.

Temperatura petei luminoase catodice este menținută de ionii pozitivi care, căzînd pe catod, cedează acestuia energia lor. Pata luminoasă se deplasează rapid și în mod neregulat pe suprafața mercurului.

După amorsarea arcului, întrerupătorul P_2 este deschis.

Pentru a întreține arcul format și a asigura trecerea lui de la un anod auxiliar la celălalt, între bornele circuitului secundar al transformatorului auxiliar T_a și anozii auxiliari A'_1 și A'_2 sînt montate bobinele de inducție B'. Dacă aceste bobine ar lipsi, la o scădere sub 15-25 volți a tensiunii dintre un anod auxiliar oarecare și catod, curentul s-ar întrerupe și arcul s-ar stinge. Vaporii de mercur pierzîndu-și foarte repede ionizarea, la apariția potențialului pozitiv pe cel de al doilea anod auxiliar arcul nu s-ar mai aprinde și redresorul ar ieși din funcțiune.

Bobina de inducție, prin decalajul pe care îl provoacă între curentul secundar al transformatorului auxiliar și tensiunea secundară a acestuia, menține curentul și arcul electric între primul anod auxiliar și catodul redresorului chiar sub tensiunea critică de mai sus. În modul acesta, nu se mai întrerupe ionizarea vaporilor de mercur din vas și, după ce cel de al doilea anod auxiliar primește potențialul pozitiv, arcul trece asupra lui și continuă mai departe.

Dacă legăm redresorul la un circuit exterior, adică dacă îl punem în sarcină, arcul va trece de la anozii auxiliari A'_1 și A'_2 la cei principali A_1 și A_2. În cursul primei semiperioade a curentului alternativ anodic, anodul A_1 are față de catod un potențial pozitiv și arcul se menține între catod și acest anod. În cursul semiperioadei următoare, potențialul pozitiv trece asupra anodului A_2 și arcul va trece la acest anod. În bornele circuitului receptorului de energie alimentat de redresor va apare o tensiune redresată (fig. 7-28). Bobina de inducție B, montată în circuitul curentului redresat, îndeplinește același rol ca și bobinele B' de pe secundarul transformatorului auxiliar.

Scanned with OKEN Scanner

Atîta timp cît curentul debitat de redresor trece de 4-5 amperi, arcul între catod și anozii principali se menține de la sine și circuitul anozilor secundari poate fi întrerupt. Dacă curentul are tendința să scadă sub valoarea de mai sus, anozii auxiliari trebuiesc introduși automat în circuit, pentru a asigura continuitatea arcului între catod și anozii principali.

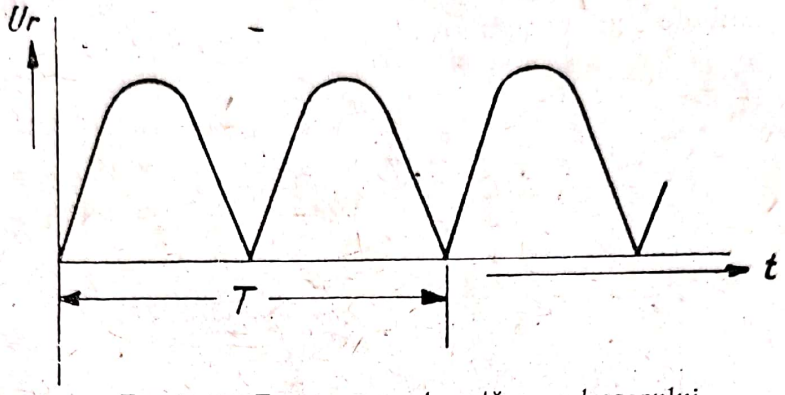
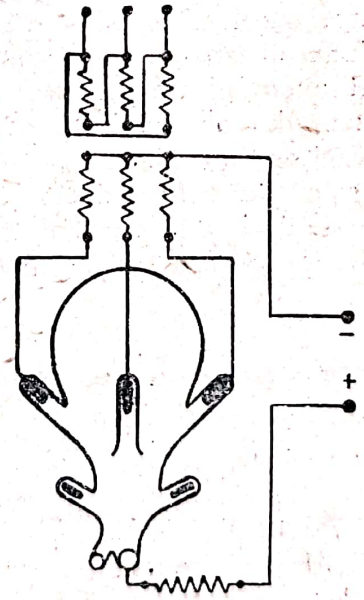


Fig. 7-28. Tensiunea redresată a redresorului monofazat

În tot timpul funcționării redresorului, cînd tensiunea unui anod principal este pozitivă, tensiunea celuilalt anod este negativă. Apare de aci tendința, favorizată de prezența în vas a vaporilor de mercur și de temperatura ridicată a anozilor, de a se produce un arc între cei doi anozi principali ai aparatului, fenomen care poartă numele de *aprindere inversă*. Un asemenea



Fig, 7-29 Schema de principiu a redresorului trifazat cu vas de sticlă

arc înseamnă scurtcircuitarea înfășurării secundare a transformatorului anodic, creșterea exagerată a curentului și distrugerea anozilor.

Această tendință de amorsare a arcului între anozi este împiedicată prin anumite măsuri constructive. În acest scop, la redresorii cu vas de sticlă brațele

care conțin anozii se fac cotite. În fig. 7-31 este reprezentat vasul de sticlă a unui redresor hexafazat cu brațele cotite.

2) *Redresorul trifazat.* Schema acestui redresor (fig. 7-29) se deosebește de schema redresorului monofazat prin aceea că vasul are trei anozi principali, care se leagă la cele trei faze secundare ale transformatorului anodic, montate în stea, al cărui punct neutru secundar formează polul negativ al circuitului de curent redresat.

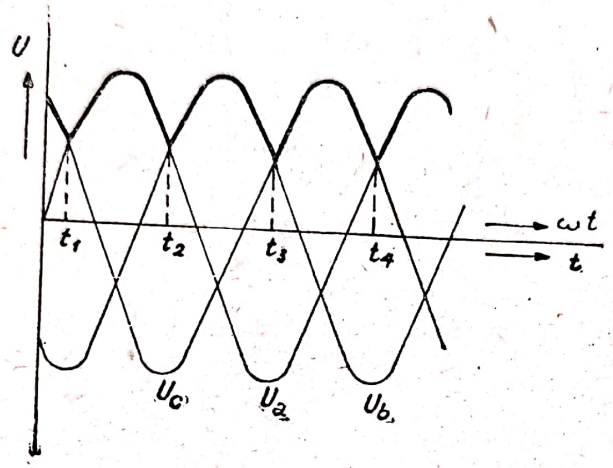


Fig. 7-30. Tensiunea redresată a redresorului trifazat

Redresorul trifazat funcționează la fel ca și cel monofazat. Arcul are loc între catod și acela dintre anozi care, în momentul respectiv, are potențialul pozitiv mai mare. Curentul anodic trece între catod și anodul respectiv pînă cînd potențialul anodului următor (în ordinea de succesiune a fazelor) devine egal cu potențialul anodului care lucrează; în acel moment curentul trece pe anodul următor (momentele t_1, t_2, t_3 etc., din fig. 7-30). Pulsația tensiunii redresate este mai redusă decît la redresoarele monofazate.

O pulsație și mai redusă, deci o tensiune redresată și mai uniformă se obține cu ajutorul redresoarelor hexafazate (fig. 7-31) și duodecafazate (fig. 7-33).

b) Redresoarele cu vas metalic

Necesitatea eliminării cantității mari de căldură care se degajează în redresoarele puternice precum și fragilitatea rélativă a vasului de sticlă a condus la tipul de redresor cu vas de oțel, cu pereți dubli, între care circulă apa de răcire (fig. 7-32 și 7-33). Vidul din aparat este creat și întreținut cu o pompă de ulei rotativă *M* și o pompă statică cu vapori de mercur *P*.

Pe fundul îngustat al vasului metalic este așezată baia de mercur, al cărui recipient este izolat de restul vasului. Baia constituie polul pozitiv al circuitului de curent continuu redresat.

Anozii principali A_1 și A_2 sînt executați din cărbune-grafit sau din fier. Ei sînt izolați de recipientul metalic al redresorului prin izolatori de trecere din porțelan și își au extremitățile superioare scoase în afara vasului și prevăzute cu aripioare de radiație *D*, care le ajută răcirea. Pentru a împiedica aprinderea inversă și deci scurtcircuitul dintre anozi, ei sînt încon-

jurați de manșoane de oțel K, izolate electric atît față de anozi cît și față de corpul vasului.

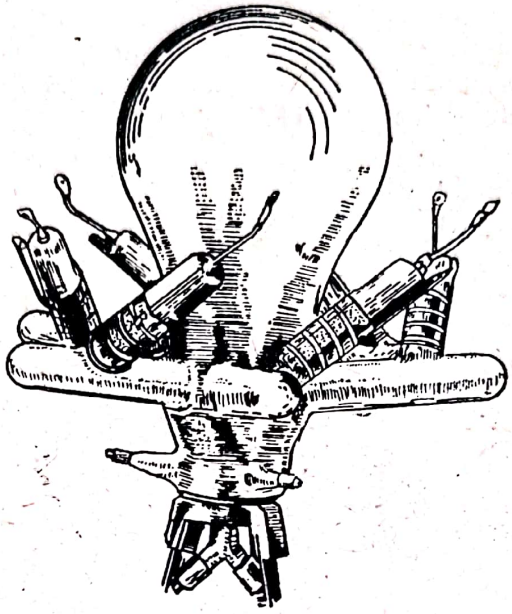


Fig. 7-31. Vasul de sticlă al unui redresor trifazat cu brațe cotite

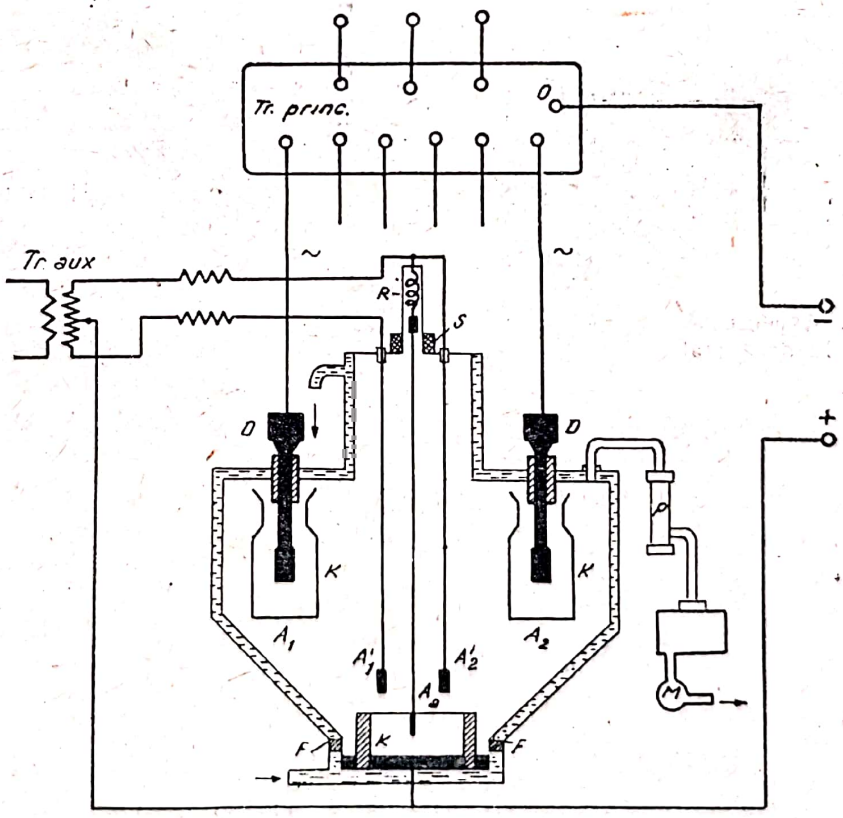


Fig. 7-32. Schema de principiu a unui redresor hexafazat cu vas metalic

Un resort R menține, normal, anodul de aprindere A_a la o anumită distanță deasupra nivelului mercurului catodic. Partea superioară a acestui

anod formează miezul de fier al bobinei S. Cînd prin bobină trece un curent de comandă, miezul este atras de bobină, anodul de aprindere este scufundat în mercurul catodic şi în secundarul transformatorului auxiliar apare un curent, care se închide prin anodul de aprindere şi catod. Prin întreruperea curentului în bobina S, anodul de aprindere A_a este ridicat de resortul R şi, în punctul de întrerupere al contactului dintre catod şi anodul de aprindere, apare arcul, care trece apoi la anozii auxiliari A'_1 şi A'_2.

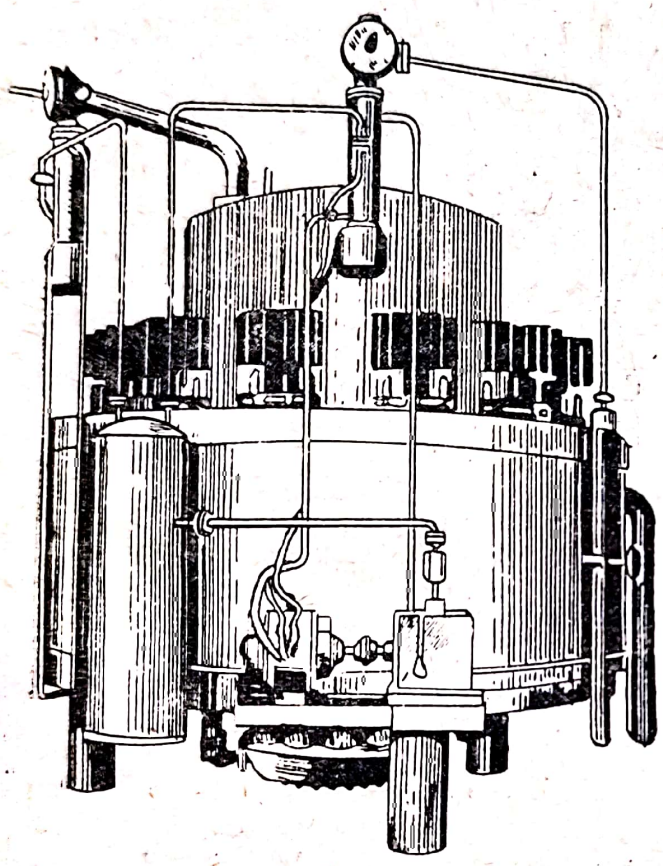


Fig. 7-33. Aspectul exterior al unui redresor duodecafazat cu vas metalic

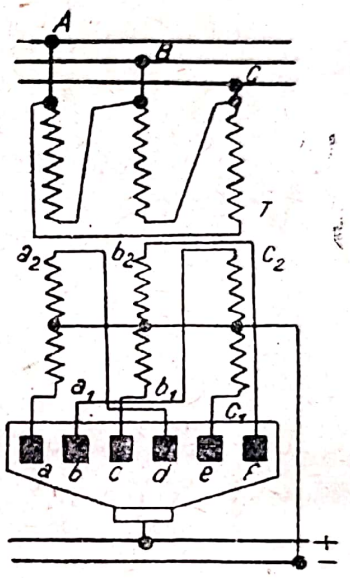


Fig. 7-34. Schema simplificată de montaj a redresorului hexafazat

Cu cît numărul de faze de partea alternativă este mai ridicat, cu atît pulsaţiile tensiunii redresate sînt mai reduse.

După cum se arată în schema simplificată din fig. 7-34, la redresorul *hexafazat* fiecare fază secundară a transformatorului trifazat de alimentare este împărţită în două părţi egale. Mijloacele fazelor sînt legate împreună, şi constituiesc priza negativă a circuitului de curent redresat, iar capetele sînt legate la cei şase anozi principali ai redresorului. În modul acesta, tensiunea şi curentul redresat pot fi consideraţi, pentru aplicaţiunile practice, ca perfect constante.

7-8. Parametrii de funcţionare ai redresoarelor cu vapori de mercur

Căderea de tensiune în redresoarele cu vapori de mercur este independentă atît faţă de sarcina aparatului, cît şi de tensiunea aplicată. Ea variază între 15 şi 25 volţi şi depinde de distanţa dintre electrozi.

Între tensiunea continuă produsă și cea alternativă aplicată redresorului există un raport constant, numit raport de transformare al redresorului.

Prin tensiunea și curentul continuu al redresorului înțelegem valorile medii ale acestor mărimi la bornele de curent continuu ale redresorului. Notăm aceste mărimi cu $U_{r\,med}$ și $I_{r\,med}$; de asemenea, notăm tensiunea secundară maximă pe fază a transformatorului principal de alimentare cu $U_{2\,m}$.

Ne propunem să determinăm valorile $U_{r\,med}$ și $I_{r\,med}$ în ipoteza că neglijăm căderile de tensiune în redresor și că tensiunea aplicată transformatorului de alimentare este sinusoidală. Conform definiției, în cazul redresorului monofazat tensiunea redresată este dată de valoarea medie a unei alternanțe a tensiunii aplicate. Prin urmare

$$U_{r\,med} = U_{a\,med} = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}\,U_2 = 0{,}9\;U_2 . \qquad (7\text{-}5)$$

Urmează că raportul de transformare al redresorului monofazat este

$$a_1 = \frac{U_{r\,med}}{U_2} = \frac{U_c}{U_2} = 0{,}9 .$$

Curentul mediu redresat este dat de relația

$$I_{r\,med} \approx I_{a\,med} = 0{,}9\;I_2 . \qquad (7\text{-}6)$$

În fig. 7-35 a fost reprezentat, schematic, un redresor trifazat alimentat de un transformator cu fazele cuplate *Y-y*, iar în fig. 7-36, în *a* este reprezentată curba tensiunii anodice și a celei redresate, în *b*, curba curenților anodici, iar în *c*, *d* și *e*, curbele de variație ale curenților din înfășurarea primară a transformatorului de alimentare.

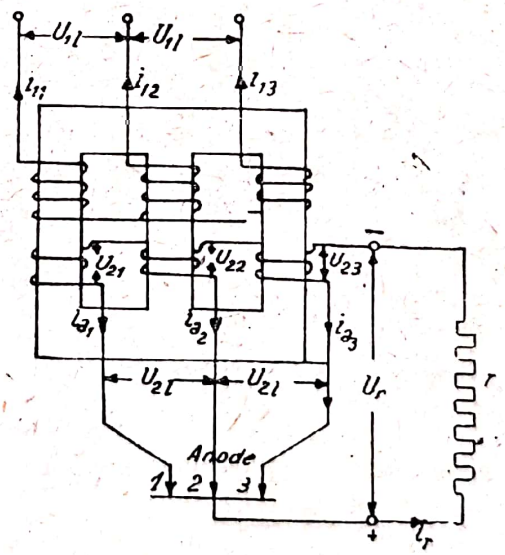


Fig. 7-35. Transformatorul de alimentare al unui redresor trifazat

Conform definiției, avem, pentru cazul general al unui redresor *m*-fazat,

$$U_{r\,med} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m\omega}} \int_{-\frac{\pi}{m\omega}}^{+\frac{\pi}{m\omega}} U_{2m} \cos \omega t \, dt = U_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} . \qquad (7\text{-}7)$$

În cazul redresorului trifazat ($m = 3$) rezultă

$$U_{r\,med} = 0{,}826\, U_{2m} = 0{,}826 \sqrt{2}\, U_2 = 1{,}175\, U_2 , \qquad (7\text{-}8)$$

și raportul de transformare

$$a_3 = \frac{U_{r\,med}}{U_2} = 2{,}175 .$$

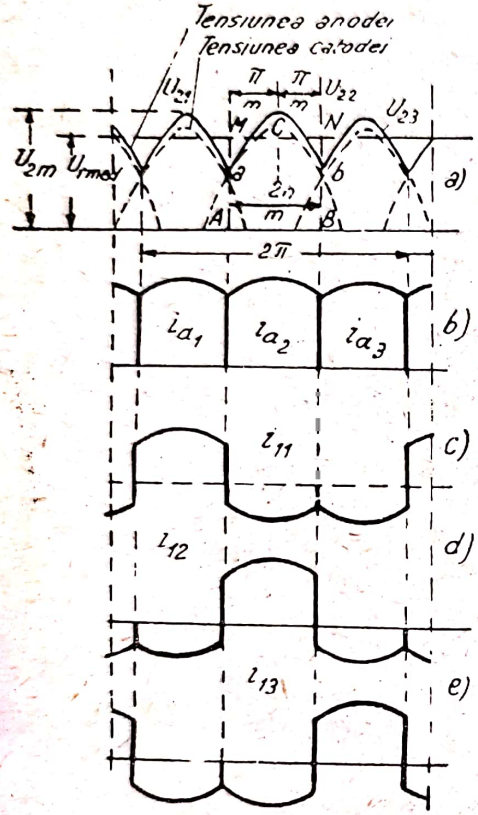


Fig. 7-36. Curba tensiunii anodice i a celei redresate (în *a*), curba curenților anodici (în *b* și curbele curenților din înfășurarea primară a transformatorului de alimentare (în *c*, *d* și *e*)

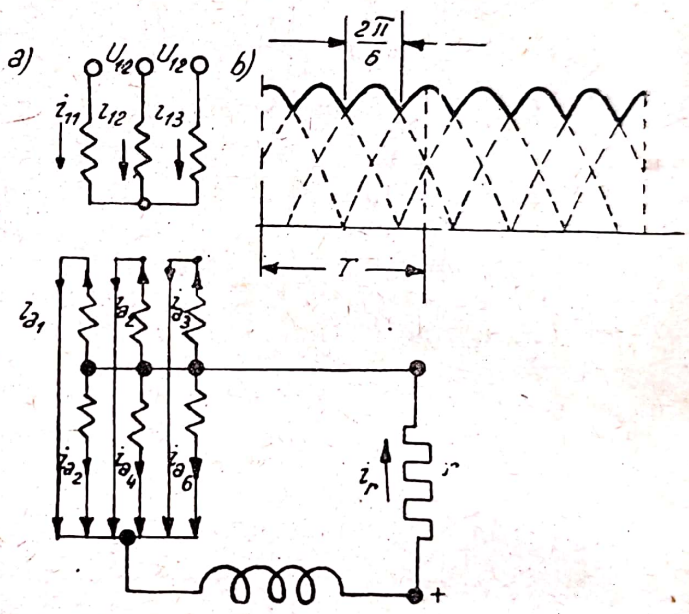


Fig. 7-37. Alimentarea redresorului hexafazat

În cazul redresorului hexafazat, a cărui alimentare este reprezentată schematic în fig. 7-37, avem

$$U_{r\,med} = U_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = \sqrt{2}\, U \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = 1{,}35\, U_2 \qquad (7\text{-}9)$$

și

$$a_6 = \frac{U_{r\,med}}{U_2} = 1{,}35 .$$

Dacă ţinem seama de căderea constantă de tensiune ΔU din redresor, formula (7-7) devine

$$U_{r\,med} = U_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} - \Delta U, \qquad (7\text{-}10)$$

şi relaţiile deduse din această formulă se modifică în consecinţă.

Valoarea medie a curentului redresat, pentru sarcină complet watată, este dată de relaţia (7-7) în care se înlocuieşte U_m cu I_{2m}. Prin urmare

$$I_{r\,med} = I_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}. \qquad (7\text{-}11)$$

Curentul alternativ din secundarul transformatorului de alimentare trece succesiv prin fiecare fază timp de $\frac{1}{m}$ dintr-o perioadă cît durează arcul pe anodul respectiv. Se poate spune că redresorul funcţionează întocmai ca un colector de dinamo bipolar cu m lame, în care arcul electric joacă rolul unei perechi de perii rotitoare. Există şi în funcţionarea redresorului un fenomen analog comutaţiei, care produce căderi de tensiune, deformări ale curbei curentului în fazele sistemului de alimentare etc., perioada de comutaţie fiind funcţie de intensitatea curentului redresat, de natura acestui curent etc., şi există şi aci mijloace de ameliorare a acestui fenomen.

Valoarea medie a curentului alternativ este

$$I_{2\,med} = \frac{I_{r\,med}}{m}. \qquad (7\text{-}12)$$

Dacă admitem că fiecare anod debitează un curent constant, egal cu $I_{r\,med}$, în fiecare $\frac{1}{m}$ dintr-o perioadă, valoarea eficace a curentului din secundarul transformatorului principal de alimentare este

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_{r\,med}^2 \cdot \frac{2\pi}{m}} = \frac{I_{r\,med}}{\sqrt{m}} \qquad (7\text{-}13)$$

În cazul redresorului trifazat, aplicarea relaţiilor de mai sus ne dă

$$I_{2\,med\,(3)} = \frac{I_{r\,med}}{3} = 0{,}33\, I_{r\,med}$$

şi

$$I_{2\,(3)} = \frac{I_{r\,med}}{\sqrt{3}} = 0{,}58\, I_{r\,med}.$$

La redresorul hexafazat (fig. 21-37),

$$I_{2\ med\ (6)} = \frac{I_{r\ med}}{6} = 0{,}166\ I_{r\ med}$$

și

$$I_{2\ (6)} = \frac{I_{r\ med}}{\sqrt{6}} = 0{,}408\ I_{r\ med}\ .$$

Randamentul redresoarelor cu vapori de mercur este determinat de căderea de tensiune în aparat, fiind independent de intensitatea curentului și de numărul de perioade, adică randamentul este același pentru toate sarcinile. Căderea de tensiune în aparat fiind constantă oricare ar fi tensiunea rețelei, rezultă că cu cît tensiunea va fi mai ridicată, cu atît randamentul va fi mai bun.

Datorită lipsei părților în mișcare și căderii de tensiune relativ reduse, redresoarele cu vapori de mercur au randamente foarte bune, care pot ajunge pînă la 99,5% la tensiuni pe partea continuă depășind 1 000 V.

Principalele avantaje ale redresorului cu vapori de mercur sînt:

1) Insensibilitatea contra variațiilor brușce ale sarcinii. Aparatul este deci foarte indicat pentru tracțiunea electrică în curent continuu.

2) Suportă supraîncărcări mari, ajungînd pînă la 100%.

3) Se pune ușor în funcțiune și lucrează fără nici un zgomot.

4) Uzură practic inexistentă și supraveghere minimă.

Redresoarele cu vapori de mercur sînt utilizate pe scară largă la tracțiunea electrică (tramvaie, metropolitane, căi ferate electrice), în electrochimie și electrometalurgie (cuptoare electrice de curent continuu) și la diverse utilizări industriale, unde curentul continuu este preferat curentului alternativ.

7-9. Redresoarele uscate

Funcționarea redresoarelor studiate în paragrafele precedente se bazează pe fenomenul termoionic, în care electronii și moleculele de gaz ionizate de ei circulă într-un singur sens, între un catod incandescent, emițător de electroni, și un anod rece.

Redresoarele uscate se bazează pe conductibilitatea unilaterală pe care o creează stratul de contact, extrem de subțire, dintre anumite conductoare și semiconductoare electrice, acestea din urmă reprezentînd un material mijlociu între conductoare și dielectrici. Stratul de contact se comportă ca un *strat de oprire* sau *de blocare*, care lasă să treacă electronii într-o singură direcție, de la conductor la semiconductor, și îi oprește în cealaltă direcție, de la semiconductor la conductor. Prin urmare, un asemenea strat de oprire joacă, față de electroni, rolul unei supape.

Un element de redresor uscat (fig. 7-38) este compus din doi electrozi: un catod executat dintr-un material bun conducător de electricitate și un anod executat dintr-un material semiconductor, despărțiți printr-un strat subțire (stratul de oprire). Atît grosimea stratului de oprire cît și aceea a semiconductorului este foarte redusă

Rolul de supapă al stratului de oprire se explică în modul următor:

Concentrația electronilor liberi din electrodul conductor fiind cu mult mai mare decît aceea din electrodul semiconductor, este nevoie de o energie mai mică pentru a scoate electronii din atomii conductorului decît din aceia ai semiconductorului. Dacă un asemenea element redresor este legat într-un circuit închis în care nu există nici o f.e.m., electronii din ambele părți ale stratului de separație se găsesc în echilibru și în circuit nu apare nici un curent.

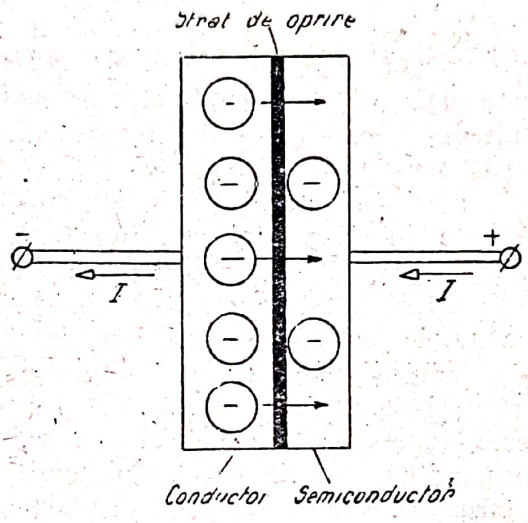


Fig. 7-38. Reprezentarea schematică a funcționării unui element de redresor uscat

Dacă introducem însă un asemenea element într-un circuit alimentat de o sursă de curent legînd electrodul conductor la polul negativ al sursei și cel semiconductor la polul pozitiv (tensiune directă), electronii liberi găsindu-se în conductor într-o concentrație mai mare decît în semiconductor, sub influența cîmpului electric, creat între electrozi, trec cu ușurință prin stratul de oprire și ajung, prin semiconductor, la polul pozitiv al sursei de curent. Această trecere se face cu un consum de energie relativ redus.

Dacă însă se inversează polaritatea electrică a electrozilor, legîndu-se electrodul conductor la polul pozitiv al sursei și cel semiconductor la polul negativ (tensiune inversă), se inversează și cîmpul electric. În acest caz, desprinderea electronilor din atomii semiconductorului necesită un consum de energie mai mare și decurge mai lent decît în conductor. În modul acesta, se creează, la limita semiconductorului dintre spațiul de contact, sarcini superficiale pozitive necompensate, care dau naștere, în acest spațiu, unui cîmp electric antagonist, îndreptat în sens contrar cîmpului electric exterior. Acest cîmp antagonist se opune deplasării electronilor din semiconductor, micșorînd astfel curentul dintre electrozi.

Dacă un asemenea element este supus unei tensiuni alternative, valoarea medie a curentului care trece într-un sens va fi considerabil mai mare decît aceea a curentului care trece în sens opus, adică un asemenea element lucrează ca un redresor.

Raportul dintre curentul elementului de redresor la tensiunea directă şi curentul lui la tensiunea inversă se numeşte *coeficient de redresare* şi se notează cu k_r. Conform definiţiei,

$$k_r = \frac{I_{dir}}{I_{inv}} .$$

Cele mai răspîndite redresoare uscate sînt redresoarele cu *oxid de cupru* şi cele cu *seleniu*.

a) Redresorul cu oxid de cupru

Catodul (conductorul) unui asemenea redresor este format dintr-un disc de cupru, de 1-1,5 mm grosime. Pe una din feţele sale, discul de cupru este acoperit, prin tratament termic (oxidare), cu un strat de oxid de cupru (Cu_2O), care constituie semiconductorul elementului şi joacă rolul de anod. Grosimea acestui strat este de circa 10^{-4} cm. Între cupru şi oxidul de cupru rămîne un strat izolator foarte subţire, care formează stratul de oprire. Grosimea acestui strat este de circa 10^{-5} cm.

Pentru obţinerea unui contact cît mai bun între oxidul de cupru şi borna pozitivă a elementului şi totodată pentru protejarea stratului de oxid de cupru, deasupra acestui strat se presează un disc de plumb moale.

În fig. 7-39 este reprezentată caracteristica voltamperică a redresorului cu oxid de cupru, adică variaţia curentului unui element în funcţie de tensiunea aplicată electrozilor. Curba arată că conductanţa elementului, de la oxidul de cupru spre cupru, este de aproximativ 1 000 ori mai mare decît în sens invers.

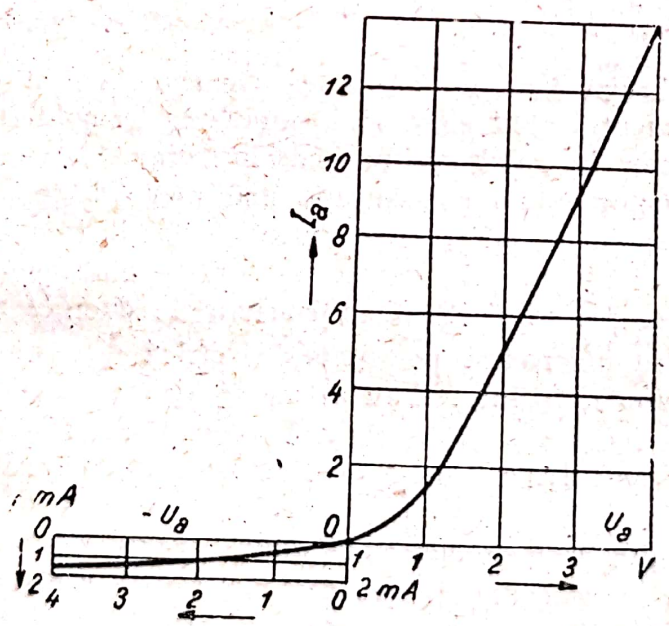


Fig. 7-39. Caracteristica voltamperică a redresorului cu oxid de cupru

Cîmpul electric antagonist, care apare în stratul de oprire al elementului de redresor uscat, produce o anumită diferenţă de potenţial, care, faţă de tensiunea inversă, lucrează ca o forţă contraelectromotoare. Dacă tensiunea sursei de curent aplicată elementului depăşeşte o anumită valoare numită

tensiune de străpungere, semiconductorul este străpuns, cîmpul antagonist dispare şi redresorul îşi pierde calitatea lui de supapă. De aceea, pentru redresarea unor tensiuni mai ridicate elementele redresoare se ansamblează în serie, pe un ax comun, astfel încît fiecărui element să-i revină o tensiune inferioară tensiunii de străpungere.

La redresoarele cu oxid de cupru tensiunea de străpungere este de circa 12-14 V pe element şi la montarea elementelor în serie se admite 6-8 V de element.

Efectul de supapă al redresorului uscat scade cu creşterea temperaturii electrozilor săi, căci agitaţia termică a electronilor înlesneşte desprinderea electronilor din atomi şi împiedică formarea cîmpului antagonist. În aceste condiţii, curentul în sens invers creşte, iar curentul total redresat scade şi, odată cu el, scade şi randamentul redresorului. Aceasta impune ca temperatura redresorului să nu depăşească 40° C

Pentru a se asigura această condiţie, valoarea medie a densităţii de curent la redresoarele cu oxid de cupru cu răcire naturală este limitată la circa 50 mA/cm² din suprafaţa unei rondele de cupru. În cazul unei valori ridicate a curentului redresat, redresoarele sînt montate în paralel.

Pentru activarea răcirii se introduc, între elementele de redresor, discuri de distanţare şi plăci de radiere.

În fig. 7-40 este reprezentat, schematic, modul cum se fixează pe axul comun rondelele unui element de redresor cu oxid de cupru. În figură, *1* reprezintă bulonul axului, *2* piuliţa de strîngere, *3* rondela de strîngere, *4* disc izolant, *5* placă de radiere, *6* discul de cupru (catodul), *7* stratul de oxid de cupru (anodul), *8* discul de plumb moale, *9* discul de distanţare şi *10* tubul izolant.

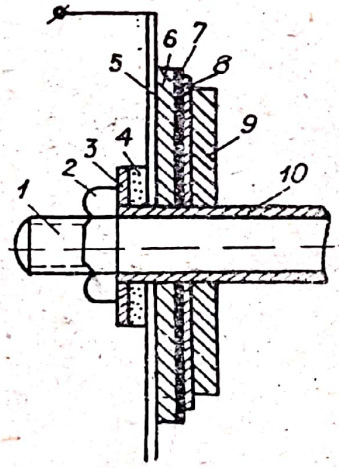


Fig. 7-40. Secţiune printr-un element de redresor cu oxid de cupru

Randamentul redresoarelor cu oxid de cupru, inclusiv al transformatorului lor de alimentare, variază între 30-50%.

b) Redresorul cu seleniu

Elementul unui redresor cu seleniu este compus dintr-un disc de oţel nichelat, acoperit pe o parte cu un strat semiconductor de seleniu de circa

$5 \cdot 10^{-3}$ - $1 \cdot 10^{-2}$ cm grosime. Peste seleniu este aplicat, prin pulverizare, un aliaj metalic ușor fuzibil, de pildă un aliaj de cositor, cadmiu și bismut. Într-un asemenea element, seleniul joacă rolul de anod iar aliajul metalic de catod. Un disc de alamă arcuit, presat pe suprafața aliajului, asigură contactul cu catodul elementului.

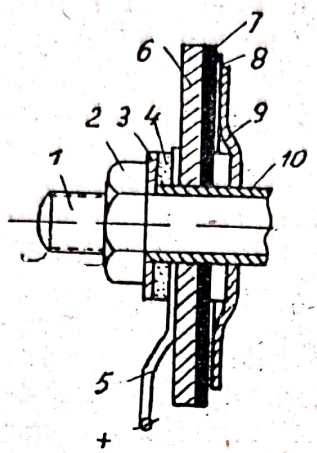


Fig. 7-41. Secțiune printr-un element de redresor cu seleniu

În fig. 7-41 este reprezentat un element de redresor cu seleniu. Pe lîngă primele notații din figura precedentă care se repetă și aci, avem în *5* lamela de contact, *6* electrodul de oțel, *7* stratul de seleniu, *8* stratul catodic și *9* discul de alamă de contact.

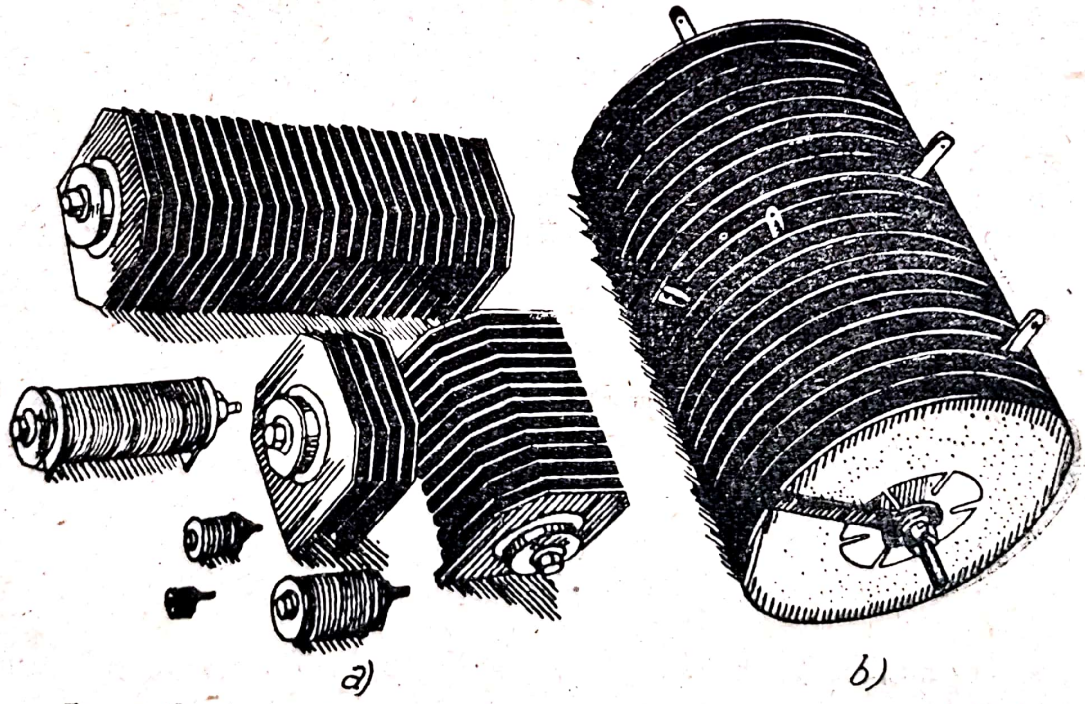


Fig. 7-42. Ansamble constructive de redresoare uscate: *a*) cu oxid de cupru; *b*) cu seleniu

Redresoarele cu seleniu lucrează cu temperaturi mai ridicate decît cele cu oxid de cupru, putînd ajunge pînă la 70°C, și prezintă un randament

ceva mai bun şi o greutate specifică mai mică. Tensiunea lor de lucru este de circa 16 V pe element, ceea ce înseamnă că la aceeaşi tensiune de redresat sînt mai puţine elemente redresoare cu seleniu decît cu oxid de cupru.

În fig. 7-42 sînt reprezentate ansamblele constructive ale redresoarelor uscate: în *a* ale redresoarelor cu oxid de cupru, în *b* a celor cu seleniu.

Prin legarea elementelor de redresoare uscate în serie şi în paralel, se pot realiza baterii care să redreseze tensiuni şi curenţi ridicaţi.

În cazul curentului monofazat, redresoarele uscate se montează, de preferinţă, *în punte*. Un asemenea montaj pentru încărcarea unei baterii de acumulatoare este reprezentat în fig. 7-43. În acest montaj sînt necesari 4 redresoare egale, fiecare din ele putînd prelua jumătate din tensiunea transformatorului de alimentare şi putînd suporta întregul curent redresat. Bornele *A B*

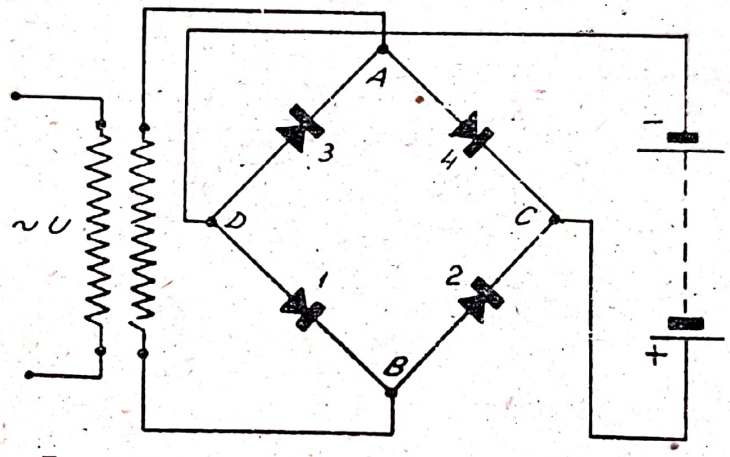


Fig. 7-43. Legarea în punte a redresoarelor uscate în vederea încărcării unei baterii de acumulatoare

ale punţii (fig. 7-43) sînt legate la secundarul transformatorului de alimentare, iar bornele *C D*, la circuitul de utilizare. În cursul unei semiperioade a curentului alternativ, funcţionează redresoarele *1* şi *4*, iar în cursul semiperioadei următoare, redresoarele *2* şi *3*. Prin urmare, montajul în punte permite redresarea ambelor alternanţe ale curentului monofazat.

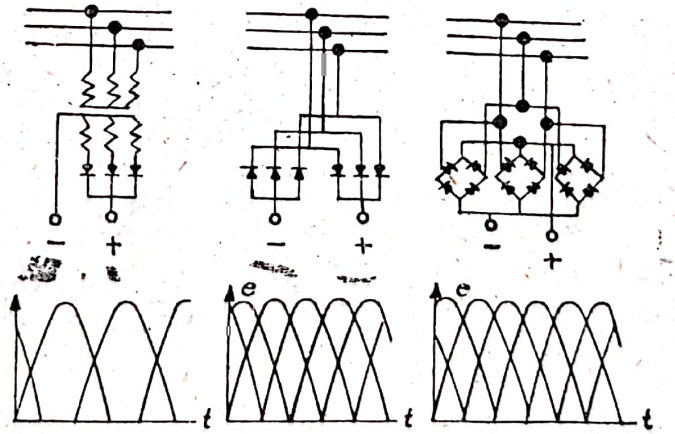


Fig. 7-44. Diverse montaje trifazate ale redresoarelor uscate

În fig. 7-44 sînt reprezentate diferite montaje trifazate ale redresoarelor uscate şi forma curentului redresat obţinut. Avantajul montajelor în curent

trifazat constă în faptul că pulsațiile curentului redresat sînt mai mici decît în curent monofazat.

În aplicațiile industriale redresoarele uscate sînt utilizate la încărcarea bateriilor de acumulatoare, în industria electrochimică, la alimentarea cu tensiune anodică a tuburilor electronice, la măsurări în curent alternativ cu aparate ultrasensibile de curent continuu, la alimentarea cu curent de excitație a mașinilor sincrone autoexcitate, la alimentarea circuitelor de comandă etc.

7-10. Celule fotoelectrice

Celulele fotoelectrice funcționează pe baza fenomenului fotoelectric, descris în vol. I (par. 14-3). În esență, ele reprezintă dispozitive în care, sub acțiunea luminii, se poate produce fie o variație a rezistențelor interioare, fie apariția unor f.e.m.

Există următoarele tipuri de celule fotoelectrice: *a)* celule fotoemisive, sau cu fotoefect exterior, *b)* celule fotorezistente, sau cu efect interior și c) celule fotoelectrice autogeneratoare, sau cu strat de oprire.

a) Celula fotoemisivă

Celula fotoemisivă (fig. 7-45) este cea mai răspîndită celulă fotoelectrică. O asemenea celulă se compune din doi electrozi închiși într-un balon de sticlă în care s-a făcut vid. Unul din ei, catodul celulei, este format dintr-un material sensibil la lumină (cesiu, sodiu sau potasiu), formînd un strat aplicat pe peretele interior al balonului. Celălalt electrod, anodul, constituit dintr-un mic inel metalic, ocupă centrul balonului de sticlă. În fig. 7-45 *a*, catodul este notat cu *C*, iar anodul cu *A*.

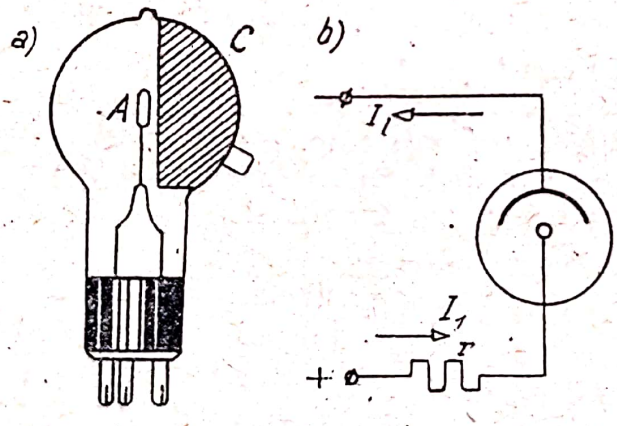


Fig. 7-15. Celula fotoemisivă *a)* aspectul exterior; *b)* montajul celulei

Să presupunem că anodul celulei este legat la polul pozitiv, iar catodul, la polul negativ al unei surse de energie electrică (fig. 7-45 *b)*. Dacă pe catod cade un fascicol de raze luminoase, acesta provoacă o emisie electronică. Electronii eliberați de catod sînt atrași de anodul pozitiv, dînd astfel naștere unui curent, variabil cu intensitatea razelor de lumină, care durează numai atît timp cît este luminat catodul.

Calitatea principală a unei celule fotoelectrice este sensibilitatea ei la lumină. Această sensibilitate variază cu lungimea de undă a luminii și cu materialul, sensibil la lumină, utilizat drept catod

Se deosebesc două sensibilități ale celulelor fotoelectrice: *sensibilitatea generală* și *sensibilitatea spectrală*. Sensibilitatea generală reprezintă valoarea, în microamperi, a curentului emis de celulă pentru un flux luminos de un lumen (vezi par. 9-3 și 9-4) căzut pe catod. Prin sensibilitate spectrală se înțelege sensibilitatea celulei pentru diversele culori componente ale luminii și se măsoară tot în microamperi pe lumen. Sensibilitatea spectrală este o sensibilitate cromatică.

Sensibilitatea generală curentă a celulelor fotoemisive *cu vid* variază între 25-70 μ A/lm, după modul de tratare al catozilor. În cazuri speciale, se ajunge pînă la 200 μ A/lm.

Sensibilitatea generală a celulelor fotoemisive se poate mări apreciabil, introducînd în balon un gaz inert, sub presiune scăzută (fotocelulă *cu gaz*). Sensibilitatea generală curentă a acestor fotocelule variază între 75-150 μ A/lm și poate ajunge, în cazuri excepționale, pînă la 900 μ A/lm.

Din cauza inerției de funcționare pe care o prezintă celulele fotoemisive cu gaz, în care emisia de electroni nu urmează instantaneu variațiile fluxului luminos ca la celulele cu vid, domeniul lor de utilizare este mai restrîns, cu toată sensibilitatea lor superioară față de aceea a celulelor cu vid.

b) Celula fotorezistentă

Funcționarea acestei celule se bazează pe proprietatea unor substanțe de a-și modifica rezistența electrică cu intensitatea fluxului luminos care cade pe suprafața lor.

Prototipul celulelor fotorezistente este *celula de seleniu*, care constă dintr-o placă formată dintr-o masă activă de seleniu amorf în care se introduc două fire metalice, care pot fi legate într-un circuit exterior (fig. 7-46). Prin iluminarea plăcii, seleniul capătă o structură cristalină, care dispare odată cu dispariția iluminării. Această transformare în structura masei de seleniu este însoțită de o variație importantă a rezistivității sale electrice, care scade pe măsură ce iluminarea crește. Dacă o asemenea celulă face parte dintr-un circuit alimentat de o sursă de energie electrică, curentul din circuit va varia în ritmul iluminării celulei. O asemenea celulă se comportă, prin urmare, ca o rezistență variabilă.

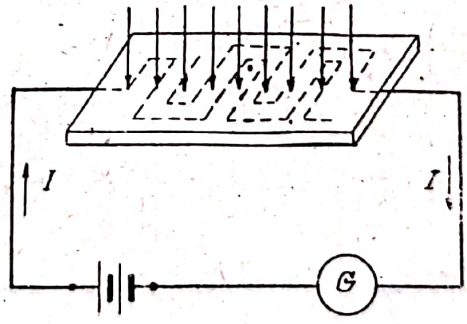


Fig. 7-46. Principiul de funcționare al celulei fotorezistente

Celulele fotorezistente sînt robuste, însă prezintă oarecare inerție în funcționare, variațiile curentului cu iluminarea nefăcîndu-se instantaneu.

c) Celula autogeneratoare

Celula fotoelectrică *autogeneratoare*, sau *cu strat de oprire*, se deosebește de celelalte celule fotoelectrice prin faptul că ea constituie un generator de

energie electrică, transformînd direct energia luminoasă, pe care o primește, în energie electrică. Sub acțiunea luminii, într-o asemenea celulă apare o f.e.m., care dă naștere, dacă celula face parte dintr-un circuit, unui curent apreciabil. Sensibilitatea generală a celulei autogeneratoare este de 300-1500 μA/lm.

Prototipul celulei autogeneratoare este *celula cu oxid de cupru*. O asemenea celulă (fig. 7-47) se compune dintr-o lamă de cupru, care constituie unul din electrozii celulei, acoperită cu un strat subțire de oxid de cupru

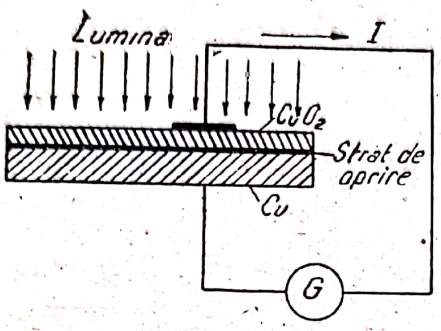


Fig. 7-47. Principiul de funcționare al celulei autogeneratoare

peste care este depus, prin pulverizare, un strat metalic transparent, de asemenea foarte subțire, care asigură contactul cu oxidul de cupru și constituie celălalt electrod al celulei. Dacă se iluminează celula prin stratul transparent, stratul de oxid de cupru emite electroni, care sînt captați de lama de cupru, și în circuitul exterior al celulei apare un curent, care circulă de la stratul transparent la electrodul de cupru

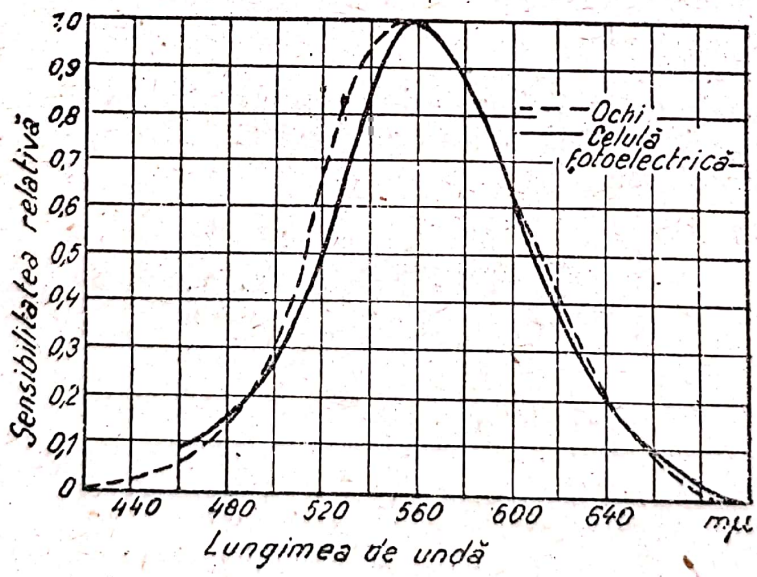


Fig. 7-48. Caracteristica spectrală a celulei fotogeneratoare cu seleniu în comparație cu curba sensibilității ochiului omenesc

Producerea curentului în celulă se explică în modul următor:

Fluxul luminos care cade pe suprafața semitransparentă a oxidului de cupru smulge electroni din stratul de oxid și îi silește să treacă, prin stratul

de separație, la electrodul de cupru. Ajunși aci, electronii au două căi de întoarcere la stratul de oxid de cupru din care provin: sau înapoi, prin stratul de separație, sau prin circuitul exterior al celulei. După cum am arătat în paragraf. 7-9, rezistența stratului de separație dintre cupru și oxid de cupru este de circa 1 000 ori mai mare în sensul cupru-oxid de cupru (rezistența inversă) decît în sensul oxid de cupru-cupru (rezistența directă), ceea ce dă acestui strat caracterul de strat de oprire (de blocare) a curentului în sensul oxid de cupru-cupru. Prin urmare, dacă se alege o rezistență potrivită a circuitului exterior al celulei, fluxul de electroni se va închide prin acest circuit. Pentru obținerea unor curenți importanți, este necesar ca rezistența circuitului exterior al celulei să fie cu mult inferioară rezistenței inverse a stratului de oprire. Folosind efectul de supapă al stratului de oprire, celula autogeneratoare se mai numește și *celulă fotoelectrică supapă*.

În ultimul timp au luat o mare răspîndire *celulele autogeneratoare cu seleniu*, compuse dintr-un electrod de fier pur, un strat subțire de seleniu și un strat metalic transparent. Sensibilitatea generală a acestor celule este cu mult mai mare decît a celulelor cu oxid de cupru, depășind uneori 2 000 μ A/lm. La tipurile curente, la o rezistență în circuit de 500 Ω, se poate produce, la o iluminare a celulei de 400 lm, o putere electrică de 10 μW.

O altă calitate a celulelor autogeneratoare cu seleniu o constituie faptul că caracteristica lor spectrală (fig. 7-48) este foarte apropiată de curba sensibilității ochiului uman (curba standard de sensibilitate relativă), avînd maximul la aceeași lungime de undă (550 mμ), ceea ce le face apte folosirii la o serie întreagă de aparate fotometrice de măsurat

7-11. Releul fotoelectric

Celulele fotoelectrice au o largă răspîndire, între altele la cinematograful sonor, la televiziune, în automatizări etc. Curentul produs de aceste celule fiind extrem de mic, pentru a fi folosit el trebuie, în prealabil, amplificat. Excepție de la această regulă fac numai celulele autogeneratoare.

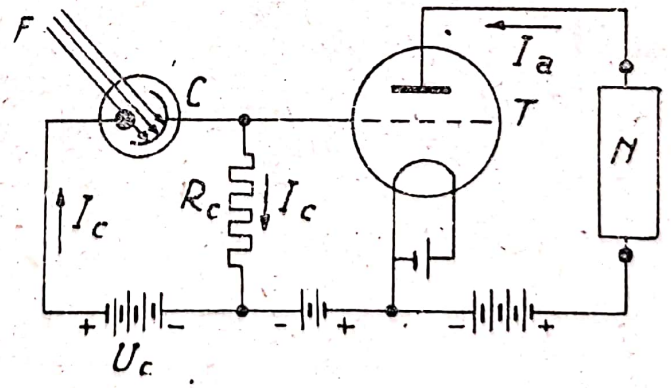


Fig. 7-49. Montajul simplu al unui fotoreleu

Amplificarea curentului celulelor fotoelectrice se face cu ajutorul triodelor cu vid. Pentru aceasta se folosesc una sau mai multe triode, după gradul de amplificare urmărit, ajungîndu-se la amplificări de ordinul milioanelor de ori. Curentul amplificat poate comanda, apoi, funcționarea unui releu oarecare.

Dispozitivul format prin combinarea, într-un singur aparat, a celulei fotoelectrice, a tuburilor electronice amplificatoare și a releului comandat, poartă numele de *releu fotoelectric* sau *fotoreleu*.

În fig. 7-49 este redat un montaj simplu de fotoreleu. Celula fotoelectrică C este legată în serie cu o rezistență R_c de 1-10 M Ω și cu o baterie de acumulatoare U_c. Rezistența R_c joacă rolul de rezistență de polarizare a grilei tubului amplificator T, fiind legată între grila acestui tub și polul negativ al bateriei de polarizare a grilei.

Curentul I_c din circuitul celulei, depinde de intensitatea fascicolului de lumină F, care cade pe celulă. Trecînd prin rezistența R_c, curentul I_c produce o cădere de tensiune $I_c R_c$, îndreptată în sensul de la grilă către filamentul tubului amplificator. Această cădere de tensiune acționează, față de grilă, în sens opus tensiunii bateriei de polarizare a grilei.

Cînd celula fotoelectrică nu este iluminată, curentul I_c este nul, căderea de tensiune $R_c I_c$ este zero, grila este supusă unui potențial negativ accentuat și curentul anodic al triodei este zero sau foarte redus.

Dacă se iluminează celula, apare curentul I_c și, odată cu el, căderea de tensiune $R_c I_c$. Această cădere de tensiune reduce potențialul negativ al grilei, provocînd astfel o creștere a curentului anodic cu atît mai mare, cu cît curentul I_c, deci iluminarea care îl produce este mai mare. Curentul anodic astfel amplificat poate fi folosit într-un aparat oarecare N (fig. 7-49), de pildă într-o mașină de calculat, într-un difuzor de radio, într-un motor electric, într-o sonerie etc., după natura releului respectiv.

În cinematograful sonor, celulele servesc pentru transformarea în sunete a *fonogramelor* imprimate pe peliculele cinematografice. Fonogramele înregistrează toate sunetele filmului și se prezintă fie sub forma unor liniuțe de aceeași lungime, dar de transparență diferită, fie sub forma unor liniuțe de aceeași opacitate față de lumină, însă de lungimi diferite.

În fig. 7-50 este reprezentată schema reproducerii sunetului în aparatele de proiecție cinematografică. Lumina unei surse de intensitate constantă

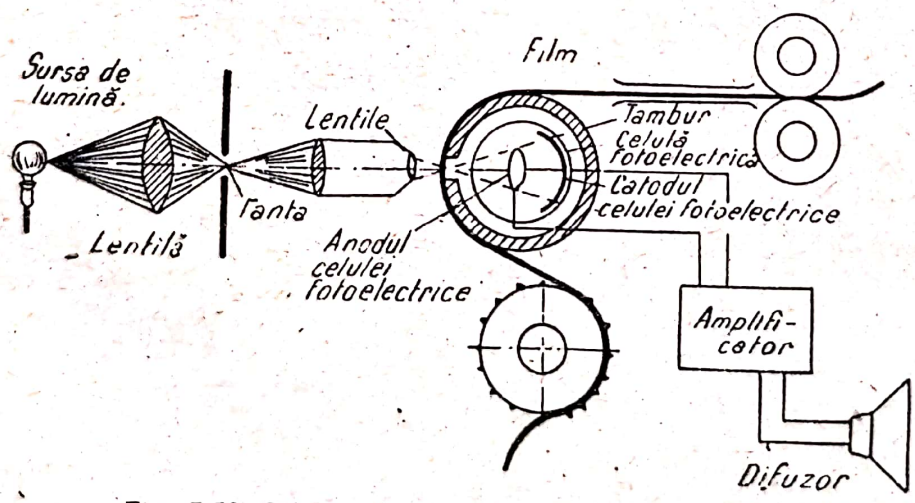


Fig. 7-50. Schema de reproducere a sunetelor în aparatele de proiecție cinematografică

este concentrată cu ajutorul unei lentile convergente și trecută printr-o mică fantă. O altă serie de lentile reduce și mai mult concentrația fascicolului de lumină, proiectîndu-l, totodată, pe fonograma peliculei cinematografice,

care alunecă pe un tambur prevăzut, în dreptul fonogramei filmului, cu un mic orificiu. Fascicolul de lumină trece prin fonogramă și prin orificiu în interiorul tamburului, unde cade pe o celulă fotoelectrică.

Înainte de a trece prin fonogramă, fascicolul luminos are o intensitate constantă. Trecînd prin fonogramă, intensitatea luminoasă a fascicolului variază, în timp, după cum în calea lui se găsește o porțiune mai deschisă sau mai închisă a fonogramei sau o porțiune compusă din liniuțe opace mai scurte sau mai lungi. În modul acesta, intensitatea luminoasă a fascicolului care acționează asupra celulei fotoelectrice variază la fel ca și aceea a fascicolului care a acționat asupra peliculei la înregistrarea sunetului. Curentul care apare în circuitul celulei este un curent pulsatoriu, variabil cu intensitatea de lumină. El este amplificat și apoi trecut printr-un difuzor, care îl transformă în sunete.

Exemplul 7-1. Să se calculeze gradul de amplificare al releului fotoelectric din fig. 7-49, cunoscînd că panta caracteristicei tubului T este de 2 mA/V, că valoarea curentului I_c emis de fotocelulă este 1 μ A și că rezistența $Rc = 10\ M\Omega$.

Soluția: Conform relației (7-1), panta caracteristicei tubului amplificator este

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g},$$

de unde $\Delta I_a = S \Delta U_g$.

Variația tensiunii la grilă este egală cu valoarea căderii de tensiune în rezistența R_c, adică

$$\Delta U_g = R_c \cdot I_c = 10 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 10\ \text{V}.$$

Rezultă

$$\Delta I_a = I_a = 2 \cdot 10 = 20\ mA$$

și gradul de amplificare al releului

$$\frac{I_a}{I_c} = \frac{20\ \text{mA}}{1\ \mu\text{A}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 20\,000.$$

Curentul anodic $I_a = 20$ mA este presupus destul de puternic pentru a acționa dispozitivul N.

7-12. Tubul catodic

Tubul catodic face parte din clasa aparatelor electronice cu fascicol electronic dirijat. Acest tub prezintă o importanță deosebită pentru știința și tehnica actuală, putînd servi, cu adaptările necesare, ca *oscilograf catodic*, ca *receptor de radio locație*, ca *tub televizor receptor* și *emițător* etc.

Un tub catodic (fig. 7-51) constă dintr-un balon de sticlă de formă conică, prelungit în partea sa îngustă cu un cilindru care, la rîndul lui, se termină cu un soclu metalic, în care sînt fixate contactele pentru alimentarea tubului. Baza părții conice a tubului, de formă sferică, este acoperită cu un strat de compoziție fluorescentă și constituie *ecranul* tubului. În partea opusă

a tubului, în interiorul părții cilindrice, se găsește dispozitivul pentru crearea unui fascicol de electroni. Acest dispozitiv poartă numele de *proiector electronic.*

Proiectorul electronic se compune dintr-un catod încălzit, de forma unui mic cilindru gol închis la un capăt, cu stratul de radiație pe partea frontală a bazei sale. Catodul se află, coaxial, în interiorul unui cilindru metalic gol, deschis, care se găsește la un potențial negativ în raport cu catodul.

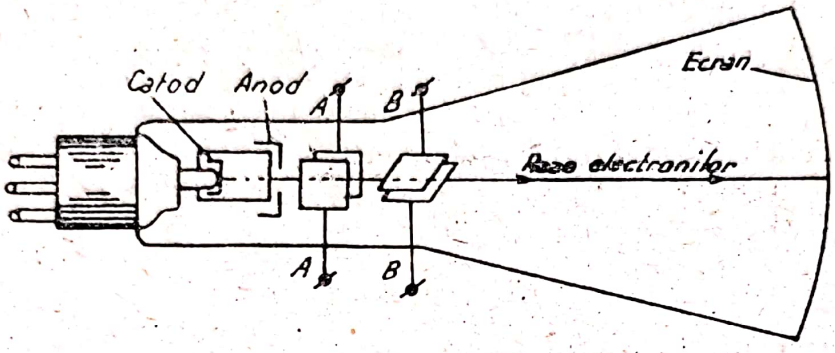


Fig. 7-51. Reprezeutarea schematică a unui tub catodic

Electronii emiși de catod sînt respinși de cîmpul electric al cilindrului și constrînși să se concentreze (să se focalizeze) într-un fascicol subțire, care poartă numele de *fascicol electronic* sau de *rază electronică*. Anodul tubului catodic are forma unei diafragme metalice, prevăzută la mijloc cu un orificiu de 1-3 mm, al cărui centru coincide cu axa tubului. Cîmpul electric dintre anodul și catodul tubului accelerează electronii desprinși din catod și îi orientează sub forma razei electronice spre ecran.

În punctul de contact al razei electronice cu ecranul apare o pată luminoasă strălucitoare, *spotul luminos* al tubului, datorită fenomenului de fluorescență din acel punct al materialului de pe ecran sub acțiunea bombardamentului electronilor.

Pentru comanda razei electronice sînt așezate, pe traseul acesteia, două perechi de plăci de deviere *A-A* și *B-B*. Prima pereche de plăci este așezată vertical, cea de a doua orizontal. Aceste plăci formează două condensatoare de capacitate mică, ale căror axe coincid cu axa tubului.

Dacă cele două perechi de plăci nu sînt supuse nici unui potențial, spotul luminos ocupă centrul ecranului. Dacă se aplică plăcilor *A-A* o tensiune electrică, cîmpul electric dintre plăci va abate raza electronică spre placa pozitivă și spotul luminos va devia din poziția mijlocie cu atît mai mult, cu cît tensiunea dintre plăci este mai mare. Dacă se inversează potențialul acestor plăci, raza electronică și, împreună cu ea, spotul luminos deviază în sens opus. Dacă se aplică plăcilor A-A o tensiune alternativă, raza electronică va devia periodic într-un plan orizontal și spotul luminos va descrie pe ecran o linie luminoasă orizontală. Același lucru se petrece și cu plăcile *B-B* supuse unei tensiuni, cu deosebire că, în acest caz, raza electronică va fi deviată într-un plan vertical și, în cazul unei tensiuni alternative, punctul luminos de pe ecran va descrie o linie luminoasă verticală.

Vom examina, în cele ce urmează, aplicația tubului catodic la *osciloграful catodic.*

Scanned with OKEN Scanner

Osciloscopul catodic se întrebuinţează pentru înregistrarea variaţiei tensiunilor şi curenţilor alternativi, înregistrare care, la frecvenţe ce depăşesc 10 000 - 15 000 Hz, nu mai poate fi realizată cu osciloscopele cu inerţie (vezi vol. I, par. 15-31), din cauza inerţiei echipajului mobil al acestora.

Pentru a înregistra forma unei curbe de tensiune alternativă, această tensiune este aplicată plăcilor de deplasare verticală *B-B*. Plăcilor de deplasare orizontală *A-A* li se aplică o tensiune alternativă auxiliară specială, în formă de dinţi de ferestrău, numită *bază de timp*. O asemenea tensiune (fig. 7-52) creşte periodic liniar cu timpul, de la zero pînă la o valoare determinată în timpul t_1, pentru ca apoi, într-un interval de timp foarte scurt t_2-t_1, să revină la zero. Porţiunile descendente ale acestei curbe corespund

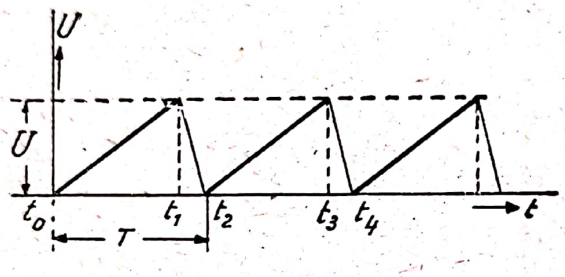


Fig. 7-52. Curba de variaţie a tensiunii „baza de timp"

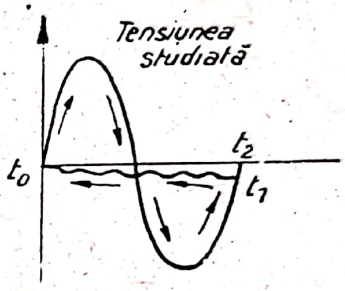


Fig. 7-53. Imaginea variaţiei mărimii studiate cînd „baza de timp" are aceeaşi perioadă ca şi această mărime

drumului de întoarcere a spotului luminos în poziţia sa iniţială de pe ecran. Timpul cursei de întoarcere t_2-t_1 trebuie să fie foarte mic în raport cu perioada completă $T = t_2$ a tensiunii aplicate plăcilor A-A. În caz contrar, o parte a fenomenului cercetat se petrece în timpul cursei de întoarcere şi imaginea respectivă a fenomenului este deformată. Dacă tensiunea de studiat aplicată plăcilor *B-B* are, de pildă, o formă sinusoidală şi baza de timp are aceeaşi

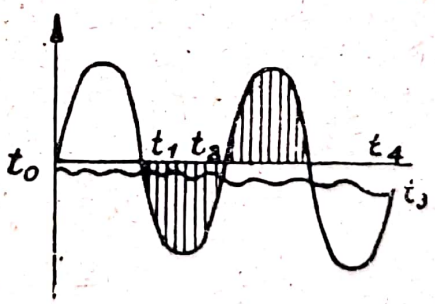


Fig. 7-54. Imaginea variaţiei mărimii studiate cînd „baza de timp" are o perioadă dublă decît a acestei mărimi

perioadă ca şi tensiunea de studiat, pe ecranul osciloscopului se obţine imaginea dată de fig. 7-53. Linia t_1, t_0 reprezintă întoarcerea spotului la poziţia iniţială.

Pentru a avea o imagine completă a ciclului de variație a tensiunii studiate, se ia, pentru baza de timp, o perioadă dublă decît aceea a mărimii de studiat. În acest caz, tensiunea nesinusoidală aplicată plăcilor *B-B* dă pe ecran o imagine de forma aceleia reprezentate în fig. 7-54. Putem astfel studia forma completă a curbei tensiunii în timpul unei perioade întregi (porțiunea haşurată din fig. 7-54).

O curbă de curent se înregistrează oscilografiind căderea de tensiune produsă într-o rezistență ohmică parcursă de curentul de studiat.

Oscilograful examinat dispune de un singur fascicol electronic. Se execută și oscilografe catodice cu două sau patru fascicole, care permit înregistrarea simultană a variațiilor mai multor mărimi alternative.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL VIII

ELECTROTERMIE

8-1. Consideratiuni generale

Prin electrotermie se înțelege ansamblul procedeelor pentru obținerea energiei termice pe cale electrică și utilizarea ei în operații tehnologice. Această aplicație a electricității a luat, în ultima vreme, o mare amploare.

În cazul cînd se dispune de energie electrică ieftină, ea poate fi folosită sub formă calorică în procedee metalurgice și chimice pentru a prepara pe cale electrică: aluminiu, carbură de calciu, acid azotic din aer și numeroși compuși ai acestuia etc. Chiar cînd energia electrică nu poate concura ca preț cu energia termică produsă din combustibili, sînt o serie întreagă de operațiuni metalurgice și de procese tehnologice în care se preferă utilizarea energiei electrice.

În cele ce urmează vom studia două domenii de aplicare a electrotermiei: *cuptoarele electrice* și *sudură electrică*.

8-2. Cuptoarele electrice

Cuptoarele electrice prezintă, față de cuptoarele încălzite prin combustibil, o serie de avantaje printre care menționăm: reglarea continuă și controlul precis al temperaturii produse în cuptor precum și adaptarea justă a acestei temperaturi la cerințele procesului tehnologic; lipsa în cuptor a gazelor de combustie care pot împiedica procesul tehnologic și altera calitatea produsului; posibilitatea de a obține temperaturi cu mult mai înalte decît cu ajutorul combustibilului; simplificarea radicală a instalațiilor prin suprimarea generatoarelor de gaz, a focarelor, a canalelor, a coșurilor, a înmagazinării și transportului combustibililor etc. Se impune utilizarea cuptoarelor electrice ori de cîte ori un proces tehnologic trebuie urmărit și reglat în limite strînse, în scopul obținerii unui produs cu anumite calități precise.

Domeniul de utilizare al cuptoarelor electrice este foarte variat. Menționăm, între altele: cuptoare de preîncălzire, cuptoare de călire, cuptoare de revenire, cuptoare de uscare, cuptoare de topit metale, cuptoare pentru prepararea feroaliajelor și a carburilor etc.

După principiul lor de funcționare, cuptoarele electrice se împart în următoarele trei tipuri: a) cuptoare electrice cu rezistență, b) cuptoare electrice de inducție și c) cuptoare electrice cu arc. Fiecare din aceste tipuri se subdivid, la rîndul lor, în cuptoare cu *acțiune directă* și cuptoare cu *acțiune indirectă*.

a) Cuptoare electrice cu rezistență

Cuptoarele electrice cu rezistență sînt utilizate pentru încălzirea pieselor metalice în vederea unui tratament termic sau a materialelor în scopul uscării lor. Ele sînt aplicate în special la sculării, pentru tratarea oțelurilor de scule.

Principiul de funcționare al cuptoarelor cu rezistență se bazează pe efectul Joule-Lenz al degajării energiei termice în rezistențele electrice parcurse de curent. Elementele de încălzire ale acestor cuptoare sînt constituite din rezistențe executate dintr-un material greu fuzibil și de înaltă rezistivitate.

Pînă la temperatura de 500° C, elementele de încălzire se fac din aliaje de cupru și nichel sau din aliaje de fier; pînă la 1 100° C, ele se fac din aliaje de crom și nichel (nicrom) și între 1000 și 1500° C, din materiale ceramice, de pildă din silit (carbură de siliciu), sau din cărbune.

În cuptoarele electrice cu rezistență, încălzirea pieselor se face pe cale indirectă și anume, elementele de încălzire transmit căldură degajată prin radiație, eventual și prin convecție, fără a avea contact direct cu piesele de încălzit. În modul acesta, în camera de lucru a acestor cuptoare există o distribuție uniformă a căldurii, fără încălziri locale exagerate, ceea ce constituie o mare calitate a cuptoarelor cu rezistență.

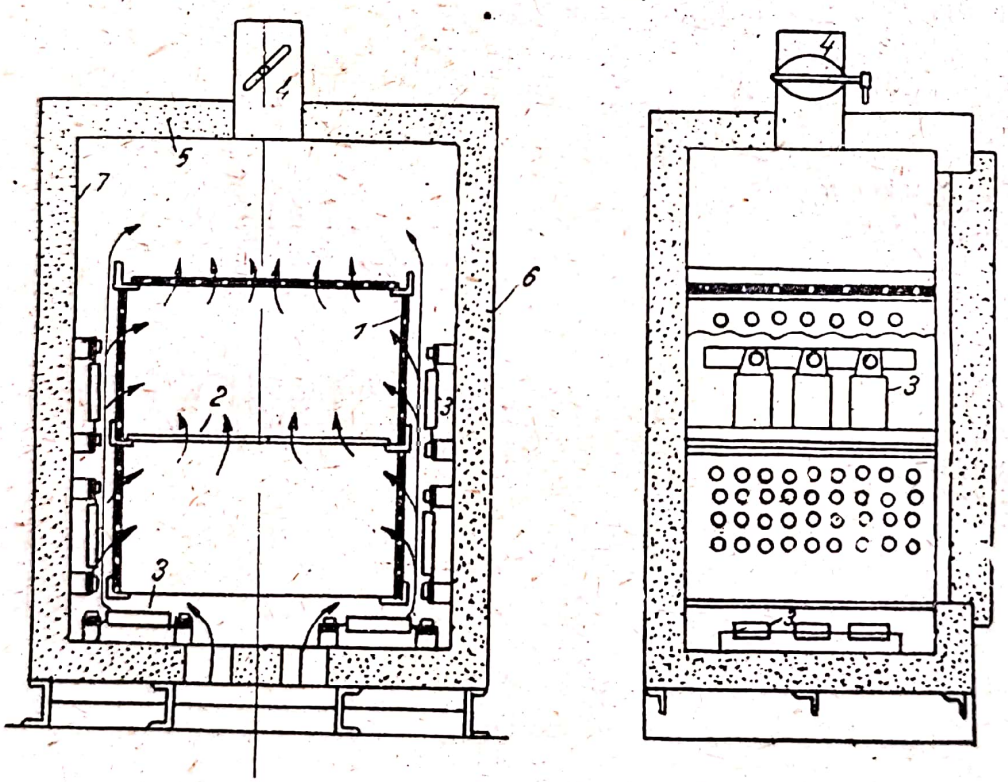


Fig. 8-1. Cuptor de uscare pentru temperaturi joase : *1* — cutie de tablă perforată ; 2 — rafturi ; *3* — elemente de încălzire ; *4* — clapetă pentru reglarea aerului ; *5* — material izolant ; *6* — perete exterior ; 7 — perete interior

După temperatura la care lucrează, cuptoarele electrice cu rezistență se împart în două grupe: *cuptoare cu temperatura joasă*, la care temperatura maximă nu depășește 600-700° C, și *cuptoare cu temperatura înaltă*, a căror

temperatură poate ajunge pînă la 1500° C. În cuptoarele de temperatură joasă piesele se încălzesc prin convecție, iar în cele cu temperatura înaltă, mai ales prin radiație.

1) *Cuptoarele cu rezistență pentru temperaturi joase.* Aceste cuptoare sînt utilizate în special pentru uscătorii, cu scopul de a scoate umiditatea din anumite materiale sau piese sau de a extrage, eventual, lichidele conținute ca solvenți în vopsele sau în lacuri. Ele se construiesc pentru puteri de la cîțiva kilowați pînă la sute de kilowați.

În fig. 8-1 este reprezentată cea mai simplă formă de cuptor cu rezistență, pentru o temperatură maximă de 300° C. Cuptorul are forma unui dulap, în interiorul căruia se găsește o cutie de tablă perforată *1*, prevăzută cu rafturi *2*, pe care se așază piesele de uscat. Elementele de încălzire sînt formate din spirale de sîrmă din crom-nichel-fier *3*. Ele sînt așezate pe fundul și pe pereții laterali ai dulapului.

Curentul de aer intră în partea de jos a cuptorului, se încălzește în contact cu elementele de încălzire, intră în cutia interioară prin găurile perforate în pereții acesteia și, după ce încălzește piesele de uscat, este evacuat, împreună cu gazele degajate în procesul de uscare, prin tiraj natural, prin partea de sus a cuptorului. Clapeta *4* reglează tirajul aerului.

Izolația termică a cuptorului este asigurată printr-un material izolant *5*, cuprins între peretele exterior de tablă de oțel *6* al cuptorului și căptușeala interioară metalică *7*. Grosimea materialului izolant se fixează astfel încît pierderea de căldură în exterior să fie minimă

2) *Cuptoare cu rezistență pentru temperaturi înalte.* Aceste cuptoare sînt întrebuințate pentru tratamente termice, în industria oțelului și a materialelor neferoase; pentru ardere, în industria ceramică; pentru forje și preîncălzire pentru laminoare, în industria siderurgică.

Temperaturile folosite diferă după operația căreia este destinat cuptorul: 800-1 000°C pentru temperare; 800-1 200°C pentru cementare; 750-800°C pentru călirea oțelului obișnuit; pînă la 1 300° C pentru călirea oțelurilor aliate; pînă la 1 000° C pentru recoacere; pînă la 1 500° C pentru ardere, în industria ceramică; pînă la 1 200° C în operațiunile de forjare etc.

Cel mai răspîndit cuptor cu rezistență pentru temperaturi înalte este *cuptorul cu cameră*. Un asemenea cuptor este format, în principiu, dintr-o cameră dreptunghiulară, acoperită cu boltă și închisă într-o carcasă metalică. Camera este prevăzută cu căptușeală refractară și izolație termică

Asemenea cuptoare cu cameră se construesc pentru capacitate de lucru de 20-340 kg de oțel pe oră, cu temperatură maximă de încălzire de 950° C, și puteri de 5-72 kW.

În fig. 8-2 este reprezentat un cuptor cu cameră, cu o putere de 72 kW, folosit pentru încălziri pînă la 950° C în vederea călirii pieselor mari de oțel. În figură, *1* reprezintă elementele de încălzire, confecționate din sîrmă de crom-nichel, *2* — zidăria de șamotă care căptușește cuptorul, *3* — izolația termică, *4* — vatra cuptorului, rezistentă la temperaturile maxime ale acestuia, *5* — ușa de închidere, a cărei ridicare este mecanizată cu ajutorul contragreutății *6* și a mecanismului *7*.

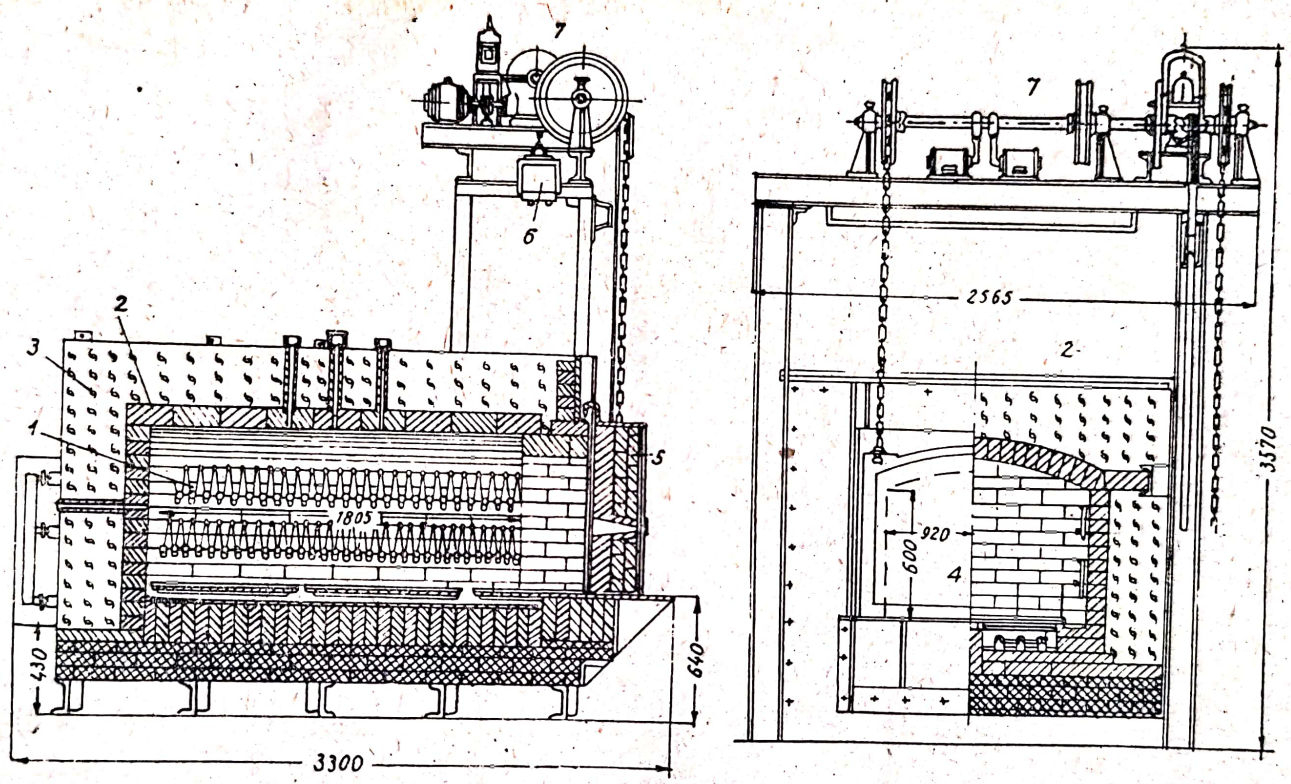


Fig. 8-2. Cuptor cu cameră pentru tratament termic: *1* — elemente de încălzire; 2 — zidărie de şamotă; *3* — izolaţie termică; *4* — vatra cuptorului; *5* — uşa de închidere; *6* — contragreutatea uşii; *7* — mecanism pentru ridicarea uşii

b) Cuptoare de inducţie

Într-un asemenea cuptor electric căldura este produsă prin efect Joule-Lenz de curenţii induşi în masa şarjei sau a materialului ce urmează a fi tratat. Producerea căldurii în aceste cuptoare se face prin acţiune directă.

Cuptoarele de inducţie se construiesc *cu miez de fier* şi *fără miez de fier.*

1) *Cuptoare de inducţie cu miez de fier.* Asemenea cuptoare se folosesc mai mult pentru topirea metalelor neferoase şi funcţionează sub frecvenţă normală de 50 Hz.

În fig. 8-3 este reprezentată schema simplificată a unui cuptor de inducţie cu miez de fier. În esenţă cuptorul constituie un transformator, pe al cărui miez *1* este înfăşurat bobinajul primar 2, legat la reţeaua de distri-

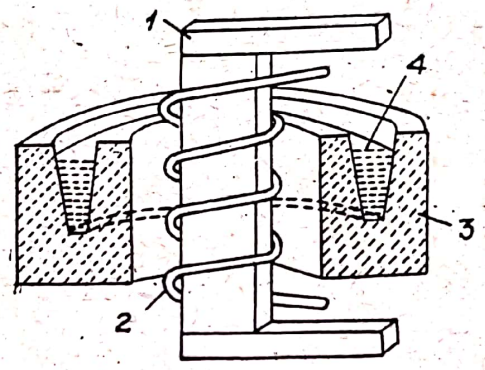


Fig. 8-3. Reprezentarea schematică a unui cuptor de inducţia cu miez de fier: *1* — miez de fier ; 2 — bobinaj inductor ; *3* — baie inelară din material refractar

buţie. Secundarul transformatorului este format din baia inelară *3,* din material refractar, în care se găseşte metalul de topit 4. Prin urmare, materialul ce urmează a fi tratat formează secundarul în scurtcircuit al transformatorului.

Energia electrică absorbită de reţea de primarul transformatorului este transmisă, aproape fără pierderi, masei metalice secundare, unde se transformă în căldură.

În fig. 8-4 este redată secţiunea transversală şi longitudinală a unui cuptor de inducţie cu miez de fier, alimentat cu curent monofazat, iar în fig. 8-5 *a* schema sa de legături electrice. Cuptorul constă din miezul de fier *1-1,* ale cărui coloane verticale poartă o înfăşurare primară obişnuită *2-2,* de înaltă tensiune (6 kV), şi o înfăşurare suplimentară *3-3,* din bare de cupru de secţiune mare, care produce o tensiune mică şi un curent foarte mare. Capetele acestei din urmă înfăşurări sînt aduse la plăcile de oţel *4-4,* aşezate în căptuşeala de magnezită a cuptorului (a se vedea şi schema din fig. 8-5 *a*).

Pentru a se înlătura încălzirea lor excesivă, cele două înfăşurări *2-2* şi *3-3* ale transformatorului sînt răcite prin curenţi de aer rece, dirijaţi prin canale de răcire. Vatra cuptorului, formată din material refractar, conţine masa topită a metalului, care formează în jurul coloanelor transformatorului o a treia înfăşurare *5-5,* de data aceasta în scurtcircuit.

Încălzirea se produce în cea mai mare parte pe cale directă, în interiorul masei metalice topite, prin curentul indus în înfășurarea în scurtcircuit:

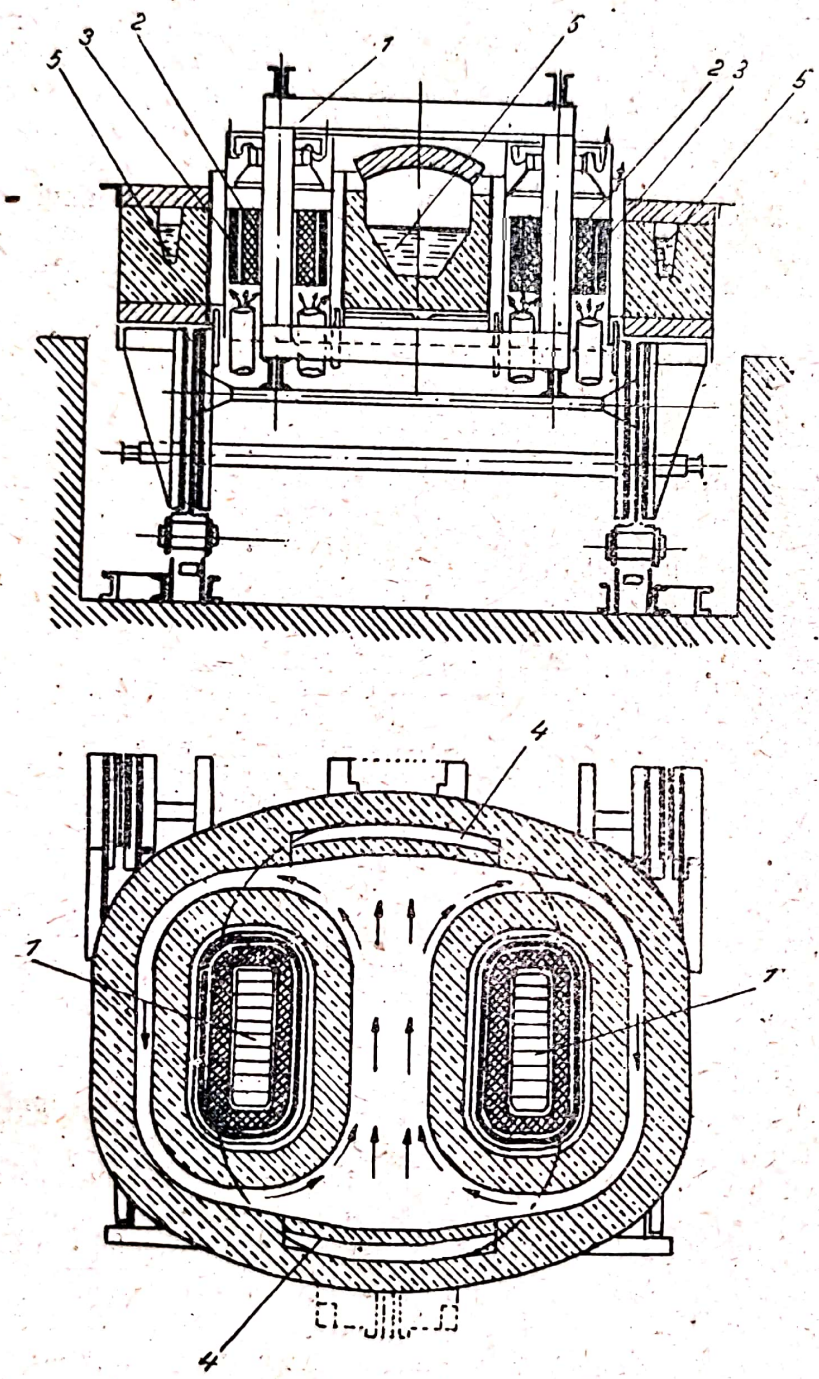


Fig. 8-4. Cuptor de inducție cu miez de fier: *1-1* miezul de fier; *2-2* înfășurarea primară; *3-3* înfășurarea suplimentară; *4-4* plăci de oțel; *5-5* materialul topit

pe care o constituie această masă. O parte din căldură se produce însă și prin intermediul înfășurării suplimentare *3-3*, legată la plăcile de oțel *4-4* aflate în stratul refractar de magnezită. Prin încălzire, magnezita devine:

bună conducătoare și curentul indus în înfășurările suplimentare se închide prin plăci, stratul de magnezită și metalul înfășurărilor. Cea mai mare parte din energia indusă în acest circuit se transformă în căldură, prin efect

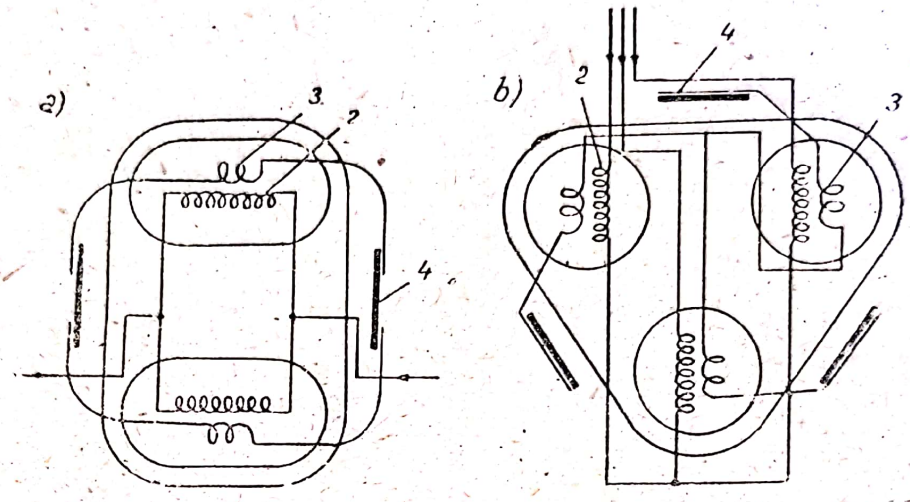


Fig. 8-5. Legăturile electrice ale cuptoarelor de inducție cu miez de fier:
a) cuptor monofazat; *b)* cuptor trifazat

Joule-Lenz, în grosimea stratului de magnezită, care reprezintă o rezistență cu mult mai mare decît aceea a plăcilor și a înfășurării auxiliare propriu zise. Această căldură este trecută apoi masei metalului topit.

În modul acesta, pînă la încălzirea căptușelei de magnezită cuptorul funcționează numai ca cuptor de inducție. După aceea, el funcționează ca un cuptor de inducție cu rezistență.

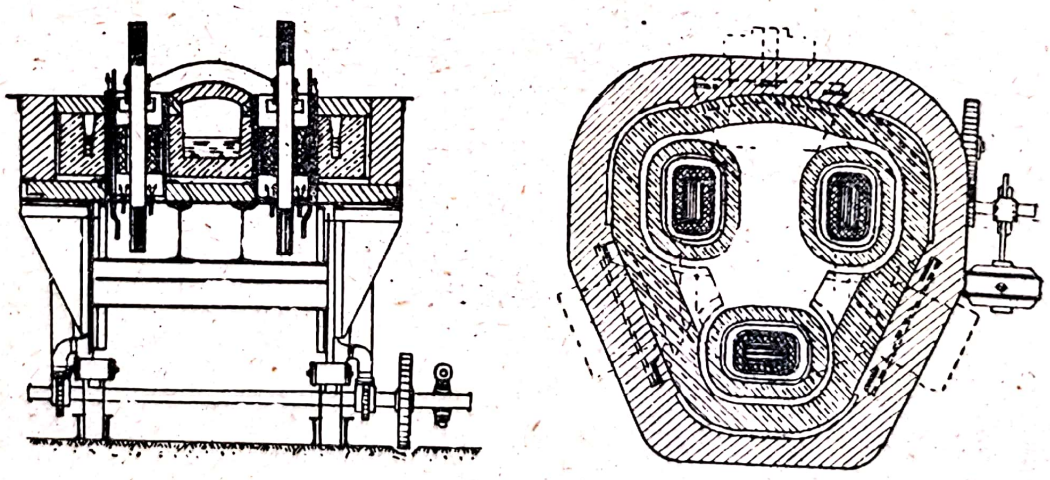


Fig. 8-6. Cuptor de inducție trifazat cu miez de fier

În fig. 8-6 este reprezentat, prin secțiuni, un cuptor de inducție trifazat bazat pe același principiu iar în fig. 8-5 *b*, schema legăturilor electrice ale acestui cuptor. Transformatorul trifazat al cuptorului dispune de trei coloane, pe care sînt așezate cele trei faze ale înfășurării primare și ale celei suplimentare. Restul construcției este identic cu a cuptorului monofazat.

Scanned with OKEN Scanner

Cuptorul de inducție cu miez de fier prezintă marele avantaj de a da un material topit uniform și totdeauna de aceeași calitate, deoarece, în timpul procesului de topire, se produce o amestecare intensă a materialului în vatra cuptorului și o repartizare uniformă a curenților induși în masa topită.

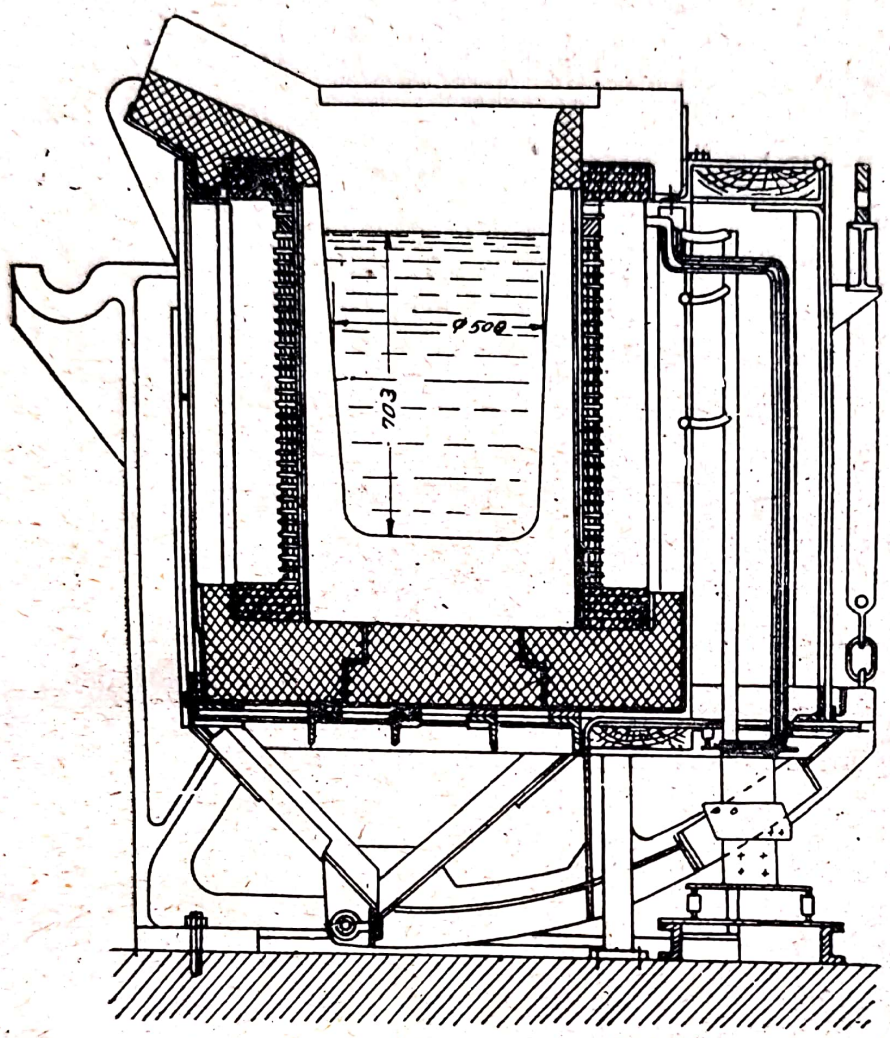


Fig. 8-7. Cuptor de inducție fără miez de fier

Neajunsul principal al acestui tip de cuptor constă în faptul că pentru a menține circuitul secundar închis, trebuie să existe în permanență în baia inelară o cantitate de metal în stare lichidă, motiv pentru care cuptorul trebuie menținut cald și în timpul întreruperilor de funcționare.

Se construiesc cuptoare de inducție cu miez de fier pentru topirea materialelor neferoase cu capacități de lucru de la 300 pînă la 2 000 kg pe oră, de puteri cuprinse, respectiv, între 75-700 kVA.

2) *Cuptoare de inducție fără miez de fier* (cuptoare de înaltă frecvență). Din relația (7-12) vol. I a puterii transformate în căldură prin curenți Foucault pe unitatea de greutate a unei mase de fier, rezultă că această putere crește cu patratul frecvenței cîmpului magnetic. De aci avantajul de a folosi cuptoare de inducție de frecvență ridicată de 200, 500 și 2 000 Hz, ajungîndu-ne uneori pînă la 100 000 Hz. Se obține, în modul acesta, o concentrație puternică a energiei termice în masa metalului tratat,

ceea ce permite ca încălzirea şi topirea lui să se facă într-un interval de timp cu mult mai scurt decît la frecvenţa industrială de 50 Hz.

Din cauza reactanţei ridicate pe care ar prezenta-o circuitul lor magnetic, în cazul cînd ar avea miez de fier, şi care ar face funcţionarea lor imposibilă, aceste cuptoare prezintă particularitatea caracteristică de a fi complet lipsite de miez de fier.

În fig. 8-7 este reprezentat un tip curent de cuptor de înaltă frecvenţă. Cuptorul este format dintr-un creuzet căptuşit cu un material refractar, a cărei compoziţie variază după natura metalelor topite. Creuzetul este izolat termic şi aşezat în interiorul unui solenoid, care poartă numele de *bobină inductoare*.

Bobina inductoare este alimentată de un alternator de înaltă frecvenţă sau de la o instalaţie de tuburi electronice, generatoare de curenţi de înaltă frecvenţă. Ea este confecţionată din ţeavă de cupru, prin care circulă apă de răcire. Răcirea aceasta cu apă este necesară, pe deoparte, deoarece în însăşi masa conductorului primar al transformatorului fără miez de fier se produce, la frecvenţele ridicate ale curentului de alimentare, o puternică degajare de căldură prin curenţi Foucault, pe de altă parte, deoarece bobina inductoare primeşte căldura şi de la şarja fierbinte din interiorul creuzetului, prin căptuşeala şi izolaţia termică a acestuia.

Frecvenţele folosite curent de cuptoarele industriale variază după mărimea şarjelor respective, fiind de 500-1 000 Hz la cuptoarele cu şarje de 250-300 kg şi de 2 000 Hz la cuptoarele cu şarje de 50-250 kg. La cuptoarele de laborator, cu şarje pînă la 50 kg, frecvenţele folosite sînt de 4 000-8 000 Hz.

Cuptoarele de inducţie fără miez de fier sînt folosite la fabricarea oţelurilor speciale şi a aliajelor acestora, la fabricarea aliajelor de nichel, crom, aur, a aliajelor pentru magneţi permanenţi etc.

c) Cuptoare electrice cu arc

După modul de producere şi de transmitere a căldurii, cuptoarele cu arc se împart în următoarele tipuri constructive: 1) cuptoare cu acţiune directă, 2) cuptoare cu acţiune indirectă şi 3) cuptoare cu arc şi rezistenţă.

În fig. 8-8 sînt reprezentate, schematic, aceste trei tipuri ale cuptorului electric cu arc.

1) *Cuptoare cu acţiune directă*. În aceste cuptoare, arcul electric se produce direct între electrozii aşezaţi vertical şi metalul de topit, aflat în vatra cuptorului. Asemenea cuptoare se construiesc sub formă de cuptoare trifazate de mare capacitate, cu puteri pînă la 10-15 000 kVA şi cu temperaturi foarte înalte. Ele sînt folosite pentru topirea metalelor greu fuzibile, în special a oţelului. Cu ajutorul lor se poate rafina oţelul brut sau se pot obţine oţeluri aliate superioare. De asemenea, ele servesc pentru topirea oţelului în vederea confecţionării pieselor din oţel turnat.

2) *Cuptoare cu acţiune indirectă*. În aceste cuptoare, arcul electric se produce între doi electrozi aşezaţi orizontal deasupra şi în vecinătatea materialului de topit din vatra cuptorului. Căldura produsă de arc este transmisă materialului de topit prin radiaţie.

Poziţia orizontală supunînd electrozii la încovoieri din cauza greutăţii lor proprii, limitează posibilitatea de încărcare a acestora. Din această cauză,

cuptoarele cu arc cu acțiune indirectă se construiesc pînă la puteri de cel mult 600 kVA și temperaturi pînă la 1 400° C. Ele servesc mai ales pentru topirea fontei și a metalelor nefieroase.

3) *Cuptoare cu arc și cu rezistență* constituie o grupă intermediară între cuptoarele cu arc și cele cu rezistență. La aceste cuptoare, arcul se

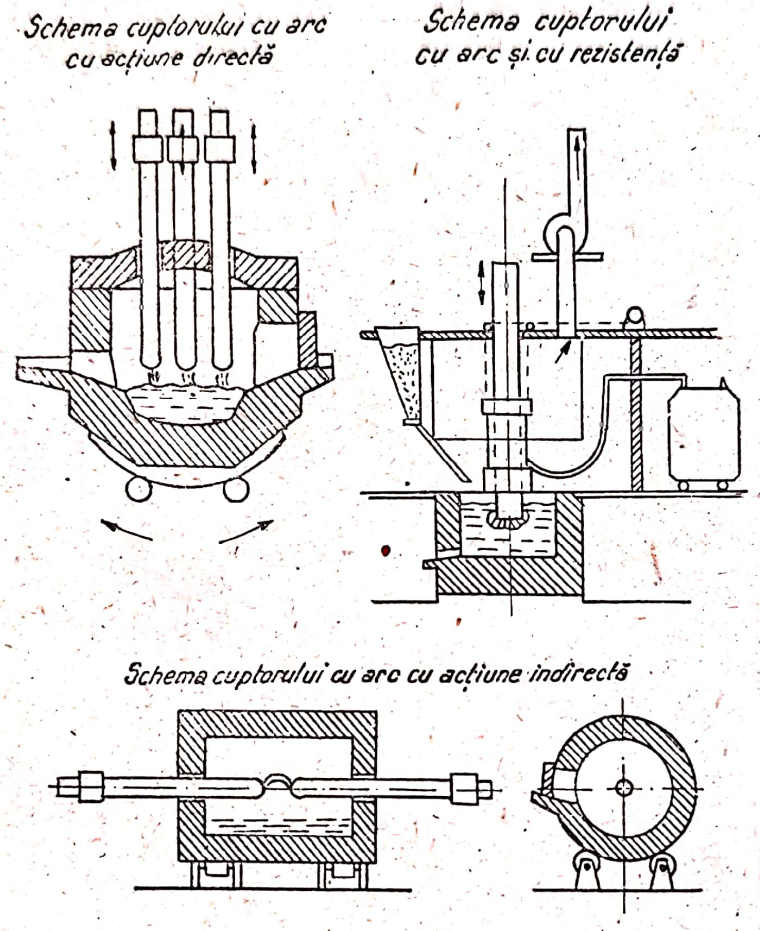


Fig. 8-8. Cuptoare electrice cu arc

produce chiar în masa materialului de topit și căldura produsă de arc este transmisă în întregime acestui material. Curentul electric închizîndu-se prin încărcătura cuptorului, care prezintă o rezistență electrică mare, produce în această rezistență un supliment de căldură prin efect Joule-Lenz. Prin urmare, întreaga căldură se produce în interiorul încărcăturii cuptorului și tot acolo se află și punctul de temperatură maximă al acestuia. În modul acesta se pot atinge temperaturi foarte ridicate, fără ca zidăria refractară a cuptorului să fie expusă arderii, ea fiind apărată prin însăși materialul încă netopit.

Cuptoarele cu arc și cu rezistență sînt folosite, în calitate de cuptoare puternice, pentru producerea de materiale prin procese termochimice, între altele, la producerea fontei siderurgice din minereuri, la producerea carburei de calciu, a feroaliajelor, a abrazivilor, carborundului, a fosforului etc.

8-3. Sudura electrică

Sudura electrică constituie una dintre cele mai bune metode de îmbinare a pieselor metalice. Ea constă din topirea, pe cale electrică, a metalului în punctele de îmbinare a pieselor şi solidificarea lui, prin răcire, sub forma unei mase omogene, făcînd corp cu piesele sudate.

Faţă de alte sisteme de sudură, sudura electrică prezintă avantajul că nu modifică structura internă a metalului, ceea ce asigură o valoare foarte ridicată (practic 100%) a rezistenţei la rupere a pieselor sudate.

După modul cum se obţine topirea metalului, sudura electrică se împarte în: a) sudură prin rezistenţă de contact şi b) sudură prin arc.

a) Sudură prin rezistenţă de contact

Această metodă de sudură se bazează pe efectul termic al trecerii curentului electric prin rezistenţa pe care o constituie suprafaţa de contact a pieselor ce urmează a fi îmbinate. Trecerea curentului produce în această suprafaţă o temperatură foarte ridicată, care topeşte local materialul şi asigură sudarea pieselor. Prin urmare, sudura prin rezistenţă se execută fără adaos de material.

În această metodă de sudură se utilizează exclusiv numai curentul alternativ. Tensiunea necesară de circa 4 V şi intensitatea curentului de 5 000–25 000 A se obţine prin intermediul unui transformator special de sudură. Sudura se execută cu maşini speciale de sudat.

După contactul realizat între piesele sudate, sudura electrică prin rezistenţă se poate executa sub următoarele forme: 1) sudura prin puncte, 2) sudura prin cusătură şi 3) sudura cap la cap.

1) *Sudura prin puncte* se aplică, în special, la îmbinarea tolelor şi se aseamănă întrucîtva nituirii.

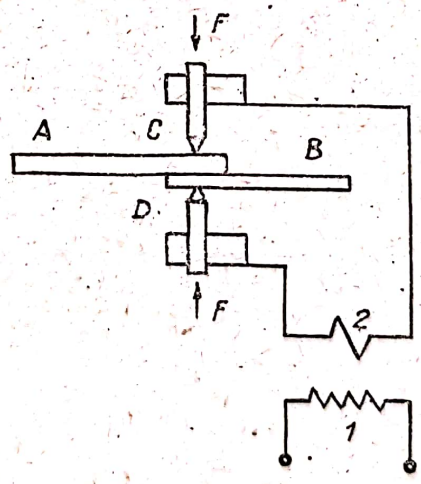


Fig. 8-9. Reprezentarea schematică a dispozitivului de sudură prin puncte

În fig. 8-9 se arată schematic dispozitivul cu ajutorul căruia se execută sudura prin puncte. Cele două tole *A* şi *B*, care urmează a fi îmbinate, sînt strînse puternic între electrozii de cupru în formă de bare *C* şi *D*, legaţi la secundarul transformatorului de sudură. Prin trecerea curentului electric se

obține o încălzire accentuată a punctului de contact dintre tole, care produce topirea în acest punct a metalului tolelor și îmbinarea lor.

În fig. 8-10 este reprezentat aparatul de sudură prin puncte. Aparatul are un dispozitiv care întrerupe curentul după efectuarea punctului de sudură, înainte ca electrozii să fie îndepărtați. Dacă nu s-ar lua această măsură de precauție, arcul care ar apare la îndepărtarea electrozilor ar putea topi plăcile sudate

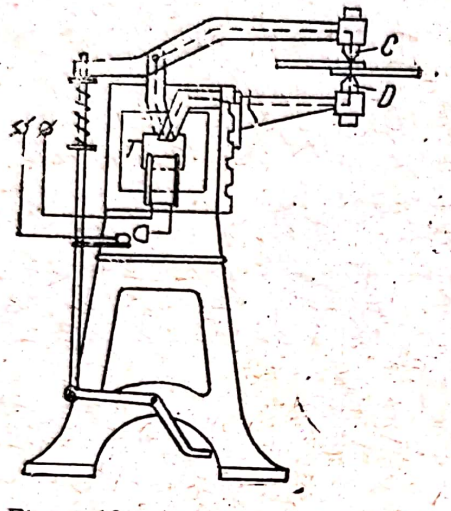


Fig. 8-10. Aparatul de sudură prin puncte

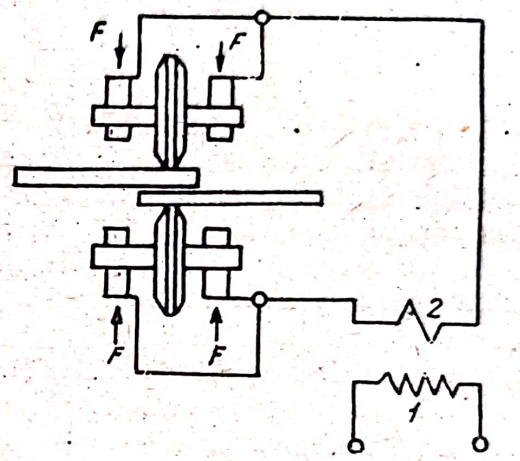


Fig. 8-11. Reprezentarea schematică a dispozitivului de sudură prin cusătură

2) *Sudura prin cusătură* se utilizează pentru îmbinarea, în lungul unei muchii, a pieselor confecționate din tole și se aseamănă unei nituiri continue, perfect etanșe.

Această sudură se realizează cu ajutorul unui aparat asemănător aceluia din fig 8-10, înzestrat cu un dispozitiv (fig. 8-11) compus din doi electrozi în formă de rotițe, așezați în același plan, care strîng puternic tolele între ele. Electrozii sînt legați la secundarul transformatorului de sudură. Prin deplasarea tolelor, rotițele-electrozi se rostogolesc și asigură o sudură continuă, după linia pe care ele o trasează prin apăsare pe tole.

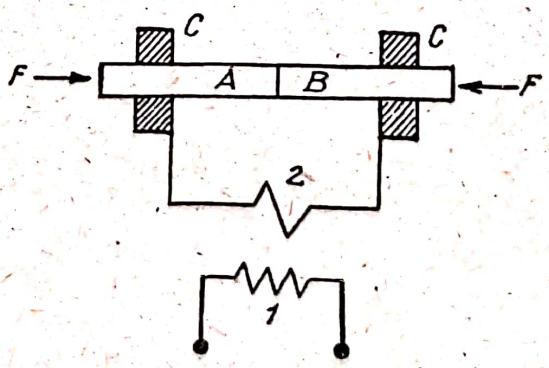


Fig. 8-12. Reprezentarea schematică a dispozitivului de sudură cap la cap

Sudura electrică prin puncte și cea prin cusătură reduc considerabil manopera față de îmbinarea prin nituire

3) *Sudura cap la cap* este folosită, în special, pentru sudarea pieselor în formă de bară şi a şinelor de cale ferată şi de tramvaie.

În fig. 8-12 este reprezentat, schematic, acest procedeu de sudură electrică. Barele de sudat *A* şi *B* sînt fixate în clemele *C* conectate la înfăşurarea secundară a transformatorului de sudură şi sînt apăsate una de cealaltă. Curentul care trece prin secţiunea lor, şi care este de circa 1 000 A/cm², încălzeşte intens suprafaţa de îmbinare, producînd topirea metalului şi sudarea barelor

b) Sudura prin arc

În acest procedeu de sudură, căldura necesară topirii locale a metalului este produsă de un arc electric, format între metalul piesei de sudat, care constituie unul din electrozii circuitului, şi un al doilea electrod. Acesta din urmă poate fi un electrod de cărbune sau un electrod metalic confecţionat din acelaşi metal ca şi piesele care se sudează

Procedeul sudurei prin arc cu electrod de cărbune a fost descoperit de tehnicianul rus *N. Benardos,* în 1881. În acest procedeu (fig. 8-13), obiectul de sudat se leagă la polul pozitiv al unei surse de curent continuu, iar electrodul de cărbune, la polul negativ al sursei. Prin trecerea curentului între metal şi electrodul de cărbune, în locul unde se execută sudura apare un arc, care topeşte porţiunile respective ale pieselor ce trebuie sudate. După încetarea acţiunei arcului, metalul topit se solidifică şi piesele sudate rămîn îmbinate.

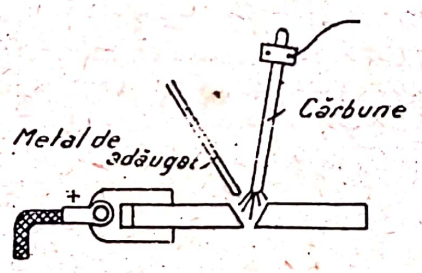


Fig. 8-13. Sudura prin arc cu electrod de cărbune

Procedeul de sudură Benardos se efectuiază numai în curent continuu. Cînd piesele de sudat depăşesc o anumită grosime sau cînd sudura trebuie încărcată cu material, se adaugă pe locul sudurei un supliment de metal, topindu-se în arc o bară subţire metalică, confecţionată din acelaşi material ca şi piesa sudată

Pentru a reduce cantitatea de carbon care se introduce în metalul topit pe locul sudurei şi care alterează calităţile acesteia, electrozii de cărbune au fost înlocuiţi prin electrozi de grafit.

Procedeul de sudură prin arc cu electrodul metalic a fost inventat de metalurgistul rus *N. Slavianov,* către 1890. Acesta a introdus, în locul electrodului de cărbune sau de grafit, un electrod metalic. Electrodul metalic fiind confecţionat din acelaşi material ca şi piesele de sudat, serveşte atît pentru întreţinerea arcului, cît şi pentru furnizarea suplimentului de material topit necesar pentru completarea cusăturii sau a încărcării ei cu metal. În

modul acesta, se elimină inconvenientul principal al procedeului Benardos, acela al carburării metalului pe locul sudurii.

În prezent procedeul Slavianov este cel mai răspîndit sistem de sudură prin arc. În fig. 8-14 este reprezentat, schematic, acest procedeu. Operația de sudare se face punînd în contact, pentru un timp scurt, electrodul metalic cu piesa de sudat, după care electrodul este îndepărtat la o distanță de 3-10 mm, cînd apare arcul electric

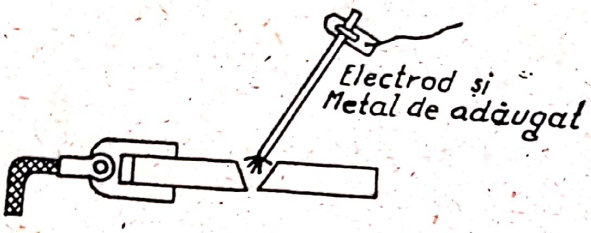


Fig. 8-14. Sudura prin arc cu electrod metalic

Tensiunea necesară acestui procedeu de sudură în timpul producerii arcului variază între 18 și 20 V. După întreruperea arcului, tensiunea sursei de curent (tensiunea de mers în gol) variază între 35 și 75 V. Intensitatea curentului de sudură variază între 50 și 500 A.

Sudura cu arc poate fi făcută atît în curent continuu, cît și în curent alternativ. În curent continuu ea costă aproximativ cu 15% mai scump, în schimb cusătura obținută este mai bună.

Pentru alimentarea cu energie electrică a instalațiilor de sudură prin arc, sînt utilizate surse speciale, construite în așa fel încît să poată suporta cu ușurință scurtcircuitele care intervin la atingerea electrodului de piesa sudată. În acest scop se folosesc, în curent continuu *generatoare pentru sudura cu arc*, iar în curent alternativ *transformatori pentru sudura cu arc*.

CAPITOLUL IX

ILUMINATUL ELECTRIC

9-1. Considerațiuni generale

Iluminatul artificial joacă un rol de seamă în toate domeniile activității umane. De calitatea iluminatului depinde, în mare măsură, productivitatea muncii și calitatea produselor. El are o mare influență asupra securității muncii, un iluminat rațional contribuind la micșorarea accidentelor de muncă.

Prin iluminat electric se înțelege iluminatul obținut cu ajutorul unor surse de lumină care folosesc energia electrică. Iluminatul electric reprezintă una din cele mai importante aplicații ale electricității. Datorită posibilităților sale de a se apropia de lumina naturală, a simplicității instalațiilor necesare, a deservirii și întreținerii simple a acestor instalații, datorită siguranței de funcționare și costului relativ scăzut, iluminatul electric a înlocuit, în ultimele decenii, acolo unde există energie electrică, toate celelalte forme de iluminat artificial.

9-2. Radiații luminoase

Lumina constituie o formă a energiei care se propagă în spațiu prin radiații. Toate corpurile, a căror temperatură depășește pe aceea a mediului lor ambiant, emit radiații cu atît mai accentuate, cu cît diferența de temperatură este mai mare. Pînă la 500° C, aceste radiații sînt obscure și se manifestă numai prin căldură; avem ceea ce numim o *radiație termică*. Peste această temperatură, radiația corpului devine luminoasă și corpul devine cu atît mai strălucitor, cu cît temperatura sa este mai ridicată

Numim *radiații luminoase* acele radiații care, prin acțiunea lor asupra ochiului, provoacă senzații vizuale. Ele fac parte din radiațiile electromagnetice și se propagă în spațiu cu viteza de 300 000 km/sec. Ca orice radiație electromagnetică, radiațiile luminoase au o anumită lungime de undă, care le fixează proprietățile fizice, și o anumită amplitudine, care le determină intensitatea.

Senzațiile vizuale nu pot fi provocate decît de radiațiile a căror lungime de undă λ este cuprinsă între 0,4 μ și 0,76 μ $\left[1\,\mu = \frac{1}{1000}\,mm\right]$. Acestor radiații le corespund diferitele culori (radiații monocromatice) ale

spectrului vizibil cuprinse între violet și roșu, fiecare culoare având o anumită lungime medie de undă.

Radiațiile a căror lungime de undă este ceva mai mare de 0,76 μ (760 mμ) produc numai un efect caloric, iar cele cu lungimea de undă ceva mai mică de 0,4 μ produc numai un efect chimic. Primele se numesc radiații *infraroșii*, celelalte radiații *ultraviolete*.

Lumina albă provine din suprapunerea diferitelor radiații monocromatice.

Radiațiile luminoase pot fi produse prin *incandescență*, așa cum am arătat mai sus, sau prin *luminiscență*, așa cum am arătat cu ocazia studiului descărcărilor în gaze rarefiate (vol. I, § 14-5).

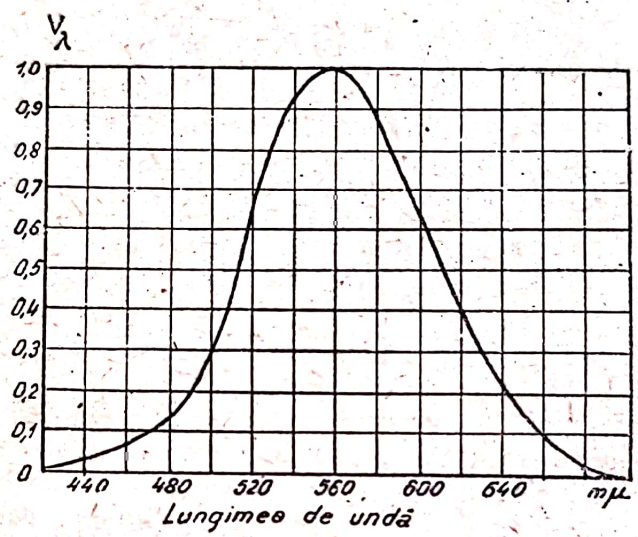


Fig. 9-1. Curba de variație a sensibilității relative ochiului

Ochiul omului nu este la fel de sensibil pentru toate radiațiile luminoase (pentru toate culorile spectrului solar). El prezintă un *maximum de sensibilitate* pentru radiația verde-gălbuie, a cărei lungime de undă este de 0,555 μ. Se numește *sensibilitate relativă* a unei culori oarecare și se notează cu V_λ raportul dintre sensibilitatea ochiului pentru acea culoare și sensibilitatea pentru culoarea verde-gălbuie, această din urmă sensibilitate luîndu-se egală cu unitatea. Variația sensibilității relative a ochiului pentru radiații de diverse lungimi de undă este redată prin curba reprezentată în fig. 9-1, care se numește *curba standard a sensibilității relative*. Ea este cuprinsă între zero pentru ultraviolet și zero pentru infraroșu, trecînd prin maxim ($V_\lambda = 1$) pentru lungimea de undă de 0,555 μ a culorii verde-gălbui.

9-3. Mărimi fotometrice

a) Flux luminos

Debitul energiei radiate (puterea radiată) de o sursă luminoasă, evaluată după senzația luminoasă pe care o produce asupra unui ochi omenesc normal, se numește *flux luminos* al acelei surse și se notează cu simbolul Φ.

Fluxul luminos nu coincide cu puterea radiată (fluxul energetic) a corpului luminos, deoarece ochiul folosește radiațiile după curba sensibilității

relative (fig. 9-1). Notînd cu V_λ factorul de vizibilitate relativă a radiației de lungime de undă λ și cu P_λ puterea în wați radiată corespunzătoare acestei lungimi de undă, fluxul corespunzător este

$$\Phi_\lambda = P_\lambda V_\lambda . \tag{9-1}$$

Puterea totală radiată de sursa luminoasă este dată de relația

$$P = \Sigma P_\lambda ,$$

în timp ce fluxul luminos total este dat de relația

$$\Phi = \Sigma P_\lambda V_\lambda . \tag{9-2}$$

b) Intensitatea luminoasă

Sursele de lumină nu radiază fluxul luminos în mod uniform în toate direcțiile. Este util deci să se cunoască modul cum variază această distribuție a fluxului în spațiu. Pentru aceasta ne folosim de mărimea numită *intensitate luminoasă* și care se notează cu simbolul I.

Să presupunem o sursă punctiformă de lumină L (fig. 9-2) și să considerăm un unghi solid infinit mic $d\omega$, corespunzător unei anumite direcții în spațiu. Se numește intensitate luminoasă a sursei după această direcție raportul dintre fluxul elementar infinit mic $d\Phi$, emis de sursă în unghiul solid $d\omega$, și valoarea acelui unghi. Prin urmare

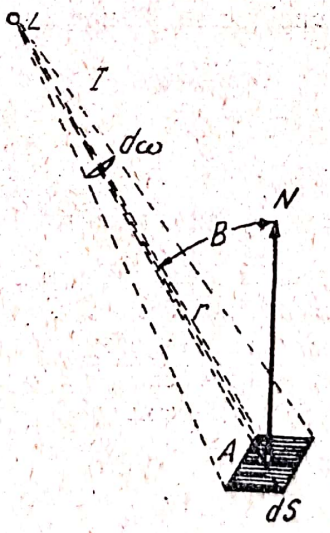


Fig. 9-2. Definiția intensității luminoase și a iluminării

$$I = \frac{d\Phi}{d\omega} . \tag{9-3}$$

Rezultă că fluxul total emis de o sursă este

$$\Phi = \int I \, d\omega .$$

Cînd fluxul emis de sursă se distribuie uniform în toate direcţiile, intensitatea luminoasă I a sursei este constantă şi relaţia precedentă devine

$$\Phi = I \int d\omega = 4\pi I ,$$

în care 4π reprezintă unghiul solid total din jurul sursei. Prin urmare, în acest caz

$$I = \frac{\Phi}{4\pi} .$$

Dacă un anumit flux Φ este repartizat uniform într-un unghi solid ω, intensitatea lui luminoasă, în orice direcţie cuprinsă în acest unghi, este constantă şi egală cu

$$I = \frac{\Phi}{\omega} . \qquad (9\text{-}4)$$

Cînd fluxul Φ nu se repartizează uniform în unghiul ω, raportul

$$I_{med} = \frac{\Phi}{\omega} , \qquad (9\text{-}4\,a)$$

poartă numele de *intensitate medie luminoasă* a sursei în unghiul ω.

Se numeşte *intensitate medie sferică* şi se notează cu I_0 raportul dintre fluxul luminos Φ total al unei surse şi unghiul solid total în jurul sursei, adică

$$I_0 = \frac{\Phi}{4\pi} . \qquad (9\text{-}5)$$

c) Iluminarea

Densitatea de flux luminos primit de o suprafaţă se numeşte *iluminarea* acelei suprafeţe şi se notează cu E. Conform acestei definiţii, iluminarea într-un punct oarecare al suprafeţei este dată de raportul dintre fluxul luminos elementar $d\Phi$, care cade pe o suprafaţă elementară dS în jurul acelui punct, şi aria acestui element de suprafaţă, adică

$$E = \frac{d\Phi}{dS} .$$

în care $d\Phi$, conform relaţiei (9-3), este

$$d\Phi = I\, d\omega .$$

Pentru un punct A care se găseşte pe o suprafaţă dS aflată la distanţa r de sursa punctiformă de lumină, într-un plan a cărui normală N face cu raza vectoare r unghiul β (fig. 9-2), avem

$$d\omega = \frac{dS \cos\beta}{r^2}$$

și

$$E = \frac{I\,\mathrm{d}\,\omega}{\mathrm{d}\,S} = \frac{I\cos\beta}{r^2}\,, \tag{9-6}$$

adică *iluminarea este invers proporțională cu pătratul distanței de sursă.*

Dacă fluxul luminos este perpendicular pe suprafața iluminată,

$$\beta = 0^0,\ \cos\beta = 1$$

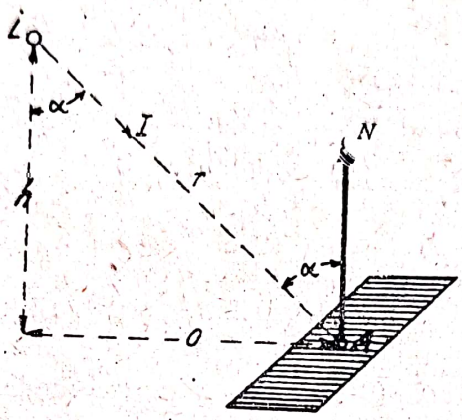


Fig. 9-3. Definiția iluminării pe o suprafață orizontală

și relația (9-6) devine

$$E = \frac{I}{r^2}\,. \tag{9-6 a}$$

Cînd punctul A se găsește pe o suprafață orizontală, situată la o distanță h sub sursa de lumină (fig. 9-3), $\beta = \alpha$ și ținînd seama că $r = \dfrac{h}{\cos\alpha}$, relația (9-6) devine

$$E_h = \frac{I\cos^3\alpha}{h^2}\,. \tag{9-7}$$

Această ultimă relație constituie formula de bază pentru calculul iluminării prin *metoda componentei directe a iluminării* (par. 9-9).

d) Strălucirea

Strălucirea după o direcție oarecare a unei surse de lumină sau a unui corp iluminat este raportul între intensitatea luminoasă a sursei sau a corpului după acea direcție și suprafața S, care radiază lumina, proiectată pe un plan perpendicular pe acea direcție. Notînd strălucirea cu B, vom avea

$$B_\alpha = \frac{I_\alpha}{S\cos\alpha}\,, \tag{9-8}$$

în care B_α este strălucirea în direcția α, iar I_α este intensitatea luminoasă în această direcție (fig. 9-4).

În direcţia normală pe suprafaţă, vom avea

$$B = \frac{I}{S}, \qquad (9\text{-}9)$$

în care B este strălucirea în direcţia normală pe suprafaţă, iar I, intensitatea luminoasă în această direcţie.

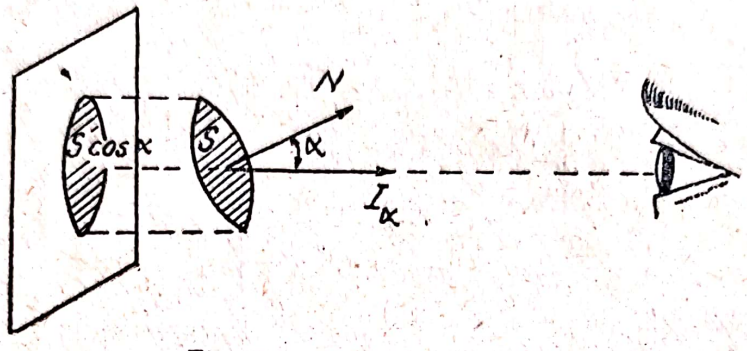


Fig. 9-4. Definiţia strălucirii

Expresiile (9-8) şi (9-9) dau valoarea medie a strălucirii pentru o suprafaţă cu dimensiuni finite.

Senzaţia vizuală a ochiului depinzînd de iluminarea retinei, rezultă că strălucirea este mărimea cea mai importantă care caracterizează o instalaţie de iluminat.

Ochiul omenesc nu poate suporta o strălucire prea mare, căci îi împiedică percepţia vizuală a obiectului, oricît ar fi el de luminat. O strălucire prea mare a unui obiect luminos sau iluminat devine obositoare şi chiar orbitoare. De aceea se folosesc globuri opaline şi alte mijloace, care, pentru acelaşi flux de lumină, măresc suprafaţa vizibilă aparentă a corpurilor luminoase (par. 9-6)

e) Coeficient de reflexie

La calculul iluminării este necesar să se ţină seama de capacitatea corpurilor de a reflecta fluxul luminos. Această capacitate este dată de coeficientul de reflexie, care se notează cu ϱ şi reprezintă raportul dintre fluxul Φ_r reflectat de corp şi fluxul incident, Φ_i, care cade asupra corpului. Deci

$$\varrho = \frac{\Phi_r}{\Phi_i}. \qquad (9\text{-}10)$$

Suprafeţele pereţilor şi plafoanelor unei încăperi precum şi suprafeţele maşinilor sau a meselor de lucru din acea încăpere pot fi caracterizate prin coeficientul lor de reflexie. După mărimea procentuală a acestor coeficienţi, suprafeţele se pot împărţi în următoarele grupe:

Suprafeţe de culoare foarte închisă, cu $\varrho = 10\%$
Suprafeţe de culoare închisă, cu $\varrho = 30\%$
Suprafeţe de culoare deschisă, cu $\varrho = 50\%$
Suprafeţe de culoare foarte deschisă, cu $\varrho = 70\%$.

9-4. Unităţi fotometrice

Unităţile de măsură ale mărimilor fotometrice sînt stabilite prin STAS-ul 740-49. Ca unitate de măsură fundamentală a fost fixată *unitatea de intensitate luminoasă* numită *candelă*, care înlocuieşte vechea unitate *lumînare*, utilizată înaintea apariţiei standardului. Definiţia dată noii unităţi este următoarea: *Mărimea candelei este astfel aleasă încît strălucirea radiatorului integral (corpul negru), la temperatura de solidificare a platinei, să fie de 60 candele pe cm².*

Simbolul candelei este cd. O lumînare internaţională este egală cu 1,0197 cd.

În laboratoarele industriale se folosesc ca etalon lămpi speciale cu incandescenţă (lămpi-etalon de intensitate luminoasă), a căror intensitate luminoasă a fost determinată în mod riguros, prin comparaţie cu corpul negru.

Unitatea de flux luminos este *lumen*-ul, care este *fluxul luminos emis în unitatea de unghi solid (steradian) de un izvor punctiform şi uniform avînd intensitatea de o candelă.* Simbolul lumen-ului este lm.

Reamintim că un steradian este unghiul solid (la centru), care delimitează pe o sferă o suprafaţă egală cu patratul razei sferei (1 m² pentru o sferă cu raza de 1 m).

Echivalentul luminos al unui watt este de 623 lumeni. Aceasta înseamnă că dacă o sursă de lumină de 1 W ar emite radiaţii cu lungimea de undă de 0,555 μ (maximum de sensibilitate a ochiului), ea ar avea un flux luminos de 623 lm.

Urmează că relaţia (9-1), care dă fluxul luminos corespunzător unei radiaţii cu lungimea de undă λ devine în lumeni

$$\Phi_\lambda = 623\, P_\lambda\, V_\lambda ,$$

iar relaţia (9-2), care dă fluxul total al unei surse, devine în lumeni

$$\Phi = 623 \sum P_\lambda\, V_\lambda .$$

Fluxul luminos al lămpilor cu incandescenţă de 120 V este:

lămpi de	15 W	120 lm
„	„ 500 W	8 000 „
„	„ 10 kW	280 000 „

Se numeşte *eficacitate luminoasă* a unei lămpi şi se notează cu η raportul dintre fluxul luminos Φ emis de lampă şi puterea electrică P consumată, adică

$$\eta = \frac{\Phi}{P} , \qquad (9\text{-}11)$$

şi se măsoară în $\frac{lm}{W}$.

Unitatea de iluminare este *lux*-ul (lx) în sistemul MKS şi *phot*-ul (ph) în sistemul CGS, acest din urmă sistem fiind admis în lucrările ştiinţifice. Lux-ul reprezintă *iluminarea unei suprafeţe de un metru pătrat, care primeşte un flux de un lumen, uniform repartizat.* Legătura între phot şi lux este

$$1\ \text{ph} = 10^4\, 1\, x .$$

Lux-ul mai poate fi definit ca fiind iluminarea unei sfere, cu raza de un metru, produsă de o sursă punctiformă de o candelă aşezată în centrul sferii.

Unitatea de strălucire este *candela pe metru patrat* (cd/m^2) în sistemul MKS şi *stilb*-ul (sb) în sistemul CGS, între care există relaţia

$$1\ sb = 10^4\ cd/m^2 = 1\ cd/cm^2\ .$$

De pildă, strălucirea flacării unei lumînări de stearină este de 0,6 sb, strălucirea unei lămpi electrice cu incandescenţă cu gaz inert, de 40 W, cu globul opalin, este de 1 sb, iar strălucirea unui filament de lampă electrică cu incandescenţă, cu gaz inert, avînd globul de sticlă transparentă, este de 500-1 000 sb.

Exemplul 9-1. Să se determine intensitatea luminoasă medie a unei lămpi cu incandescenţă de 100 W, al cărei flux luminos este de 1 275 lm.

Soluţia: aplicînd relaţia (9-5), avem

$$I_0 = \frac{\Phi}{4\pi} = \frac{1210}{4 \cdot 3{,}14} = 9.62\ cd\ .$$

Exemplul 9-2. Să se calculeze iluminarea produsă de o sursă luminoasă L (fig. 9-3) într-un punct A al unei suprafeţe, cunoscînd că intensitatea luminoasă I în direcţia L A este de 200 cd, că unghiul α dintre raza de lumină L A şi normala la suprafaţă este de 36^0 şi că sursa se găseşte la o distanţă $h = 4$ m faţă de planul în care se află punctul A.

Soluţia: Se aplică relaţia (9-7) în care $\cos\alpha = \cos 36^0 = 0{,}81$

$$E_h = \frac{I \cos^3\alpha}{h^2} = \frac{400 \cdot 0{,}53}{16} = 13{,}25\ lx\ .$$

Exemplul 9-3. Să se determine strălucirea unei suprafeţe de 4 cm, după o direcţie ce formează un unghi $\alpha = 30^0$ cu normala la suprafaţă, cunoscînd că suprafaţa emite în acea direcţie un fascicol de intensitate luminoasă $I = 800$ cd.

Soluţia: Utilizînd relaţia (9-8), avem

$$B_\alpha = \frac{I_\alpha}{S \cos\alpha} = \frac{800}{4 \cdot \cos 30^0} = \frac{800 \cdot 2}{4 \cdot \sqrt{3}} = 231{,}2\ sb.$$

9-5. Surse electrice de lumină

Am arătat că radiaţiunile vizuale pot fi produse prin incandescenţă şi prin luminiscenţă. De aci rezultă două categorii de surse electrice de lumină: a) lămpi electrice cu incadescenţă şi b) lămpi electrice cu descărcări în gaze (cu luminiscenţă). O variantă a lămpilor cu descărcare în gaze, dar care se deosebeşte atît constructiv cît şi ca principiu de funcţionare de restul lămpilor cu luminiscenţă o constituie c) lămpile cu fluorescenţă.

a) Lămpi electrice cu incandescenţe

Lampa cu incandescenţă reprezintă cea mai răspîndită sursă de lumină electrică. Funcţionarea ei se bazează pe principiul trecerii curentului printr-o porţiune de rezistenţă foarte ridicată a circuitului lămpii — filamentul — care prin efect Joule-Lenz se încălzeşte pînă la incandescenţă şi emite radiaţiuni luminoase.

În fig. 9-5 este reprezentată construcţia unei lămpi cu incandescenţă, ale cărei părţi principale sînt: filamentul, balonul de sticlă şi soclul.

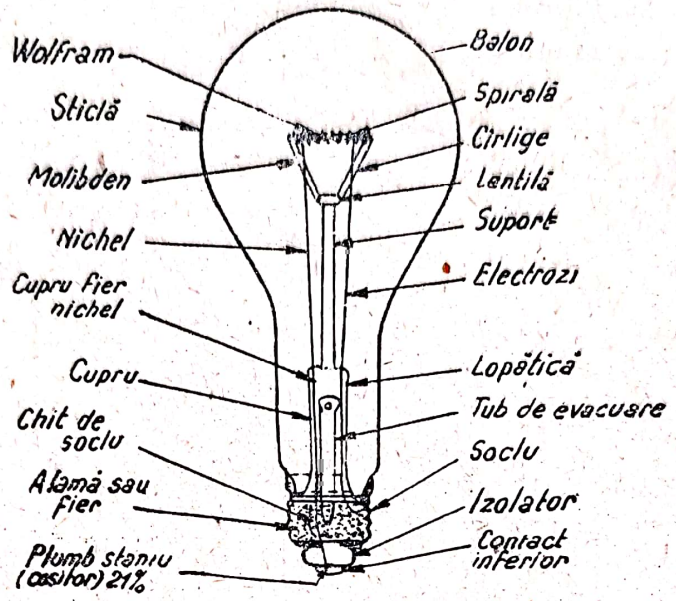


Fig. 9-5. Lampa electrică cu incadescenţă

Filamentul metalic al lămpilor cu incandescenţă se execută din wolfram (aliat cu oxid de toriu şi alte elemente componente), care avînd o temperatură de topire de 3650° C poate atinge temperaturi de incandescenţă de 2360° C la lămpile în vid şi de 2990° C la lămpile în gaz inert, producînd astfel o lumină apropiată de lumina zilei. În afară de aceasta, filamentul de wolfram prezintă o rezistenţă mecanică ridicată şi o capacitate de volatilizare, la temperaturi înalte, relativ redusă.

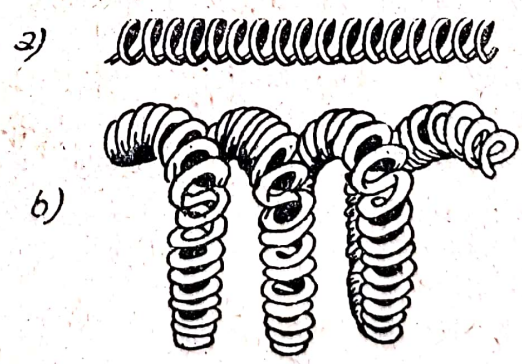


Fig. 9-6. Filamentul lămpii cu incandescentă: *a*) simplu spiralizat; *b*) dublu spiralizat

Filamentul este constituit dintr-un fir subţire cu diametrul de 1/100-4/100 mm, răsucit în formă de spirală simplă (simplu spiralizat) şi formînd un arc sau un inel deschis într-un plan perpendicular pe axul lămpii (fig. 9-6 *a*).

Forma spiralei determină modul de variaţie a intensităţii luminoase în spaţiu, adică forma *curbei fotometrice polare* sau a *diagramei polare* a

lămpii. În fig. 9-7 este reprezentată o asemenea curbă fotometrică, a unei lămpi standard umplute cu gaz inert.

Pentru reducerea pierderilor termice și ridicarea randamentului, lămpile de 40 pînă la 100 W se execută uneori cu filamente dublu spiralizate (fig. 9-6 *b*), care se montează ca și filamentul în spirală simplă.

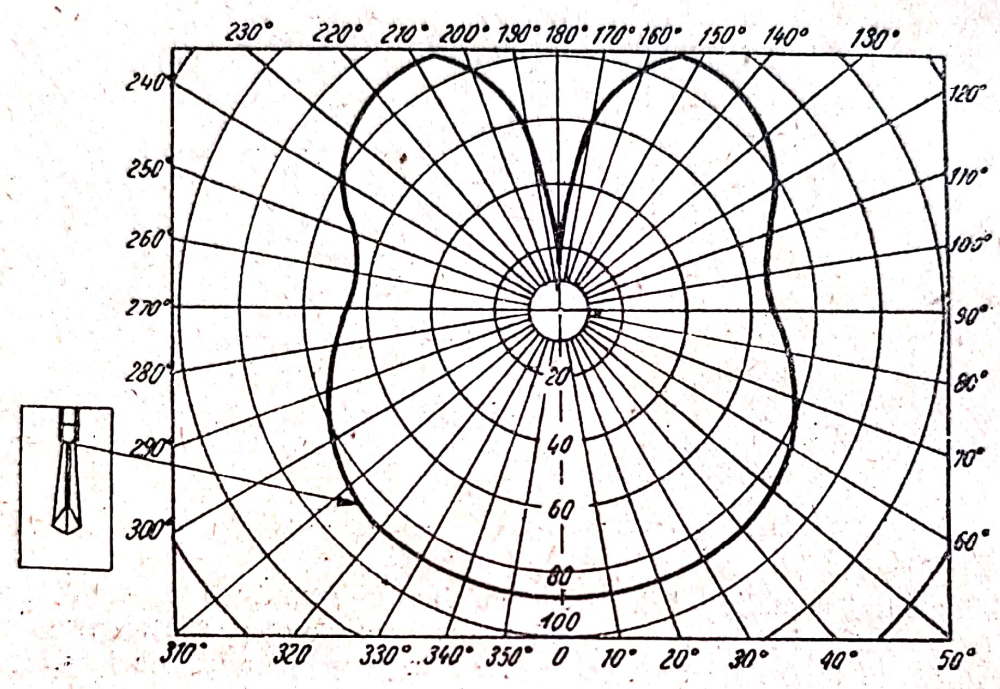


Fig. 9-7. Curba fotometrică polară a lămpii cu incadescență standard, umplute cu gaz inert

În interiorul balonului este fixat suportul filamentului format dintr-o vergea de sticlă, îngroșată către soclu, în interiorul căreia se află tubul de evacuare a aerului. De capătul vergelei sînt fixate cîteva cîrlige de molibden, de care este prins filamentul.

Legătura electrică dintre filament și soclu o asigură doi electrozi de nichel, care trec prin baza suportului de sticlă. Pentru a asigura o etanșeitate cît mai perfectă, porțiunea electrozilor care trec prin baza suportului de sticlă se execută dintr-un aliaj din oțel și nichel care are același coeficient de dilatare ca și sticla.

Lămpile normale de putere mică (pînă la 40-60 W) se execută ca lămpi cu vid, pentru a evita combustiunea filamentului. Deoarece depresiunea din interiorul balonului înlesnește volatilizarea filamentului, care se depune pe peretele de sticlă al acestuia, reducînd randamentul luminos al lămpii, lămpile de putere mai mare se umplu cu gaz inert, după ce, în prealabil, li s-a scos aerul. Gazul inert este format dintr-un amestec de kripton și xenon.

Soclul lămpii este format dintr-o piesă cilindrică din alamă presată, în care se lipește gîtul balonului (fig. 9-5). Soclul este prevăzut cel mai adesea cu ghivent, și servește pentru fixarea lămpii într-o altă piesă meta-

lică, numită *dulie*, legată cu conductoarele care alimentează lampa. Atît soclul cît şi dulia dispun de două contacte conjugate, care servesc la stabilirea legăturii electrice.

În unele aplicaţii se folosesc lămpile numite *sofite* (fig. 9-8). Ele au o formă cilindrică şi sînt prevăzute cu socluri speciale, la ambele capete.

Pentru a se reduce strălucirea lămpii, balonul de sticlă se face uneori mat, supunînd sticla balonului acţiunii unei substanţe chimice care înăspreşte suprafaţa acesteia, dîndu-i calitatea a difuza lumina. Fluxul luminos al lămpii se reduce, în acest caz, cu 2-3%. O reducere şi mai accentuată a strălucirii se obţine făcînd balonul dintr-o sticlă opalină. În acest caz, fluxul luminos este atît de bine difuzat, încît filamentul nu se mai observă şi suprafaţa lămpii are practic aceeaşi strălucire. În schimb, fluxul luminos al lămpii este redus cu 15-25%.

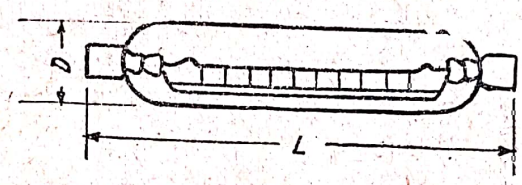


Fig. 9-8. Forma unei lămpi sofite

Lămpile cu incandescenţă sînt caracterizate prin următoarele mărimi: 1) tensiunea nominală, în volţi; 2) puterea electrică nominală, în waţi; 3) fluxul luminos, în lumeni; 4) randamentul sau eficacitatea luminoasă, în lumeni pe watt; 5) durata mijlocie de funcţionare, în ore.

Randamentul luminos al lămpii este cu atît mai mare, cu cît temperatura filamentului este mai ridicată. Din această cauză s-a căutat, în ultimul timp, să se ridice cît mai mult această temperatură.

În timpul funcţionării lămpii, filamentul se volatilizează treptat, firul de wolfram se subţiază şi pe pereţii becului se formează o peliculă neagră şi cu timpul lampa se distruge. Durata de utilizare a unei lămpi reprezintă timpul în care lampa se distruge prin reducerea la 80% a fluxului său luminos. Durata mijlocie de funcţionare, stabilită prin standard pentru lămpile normale, este de 1000 ore.

Durata unei lămpi depinde, în mare măsură, de tensiunea la care este efectiv utilizată. O creştere a tensiunii lămpii cu 10% faţă de tensiunea nominală, scade cu circa 30% durata de funcţionare a lămpii.

La putere egală, filamentul unei lămpi este cu atît mai scurt şi mai gos cu cît tensiunea ei nominală este mai mică. Aceasta înseamnă că lămpile cu tensiuni nominale mici sînt mai rezistente, au o durată de funcţionare mai mare şi, funcţionînd cu o temperatură a filamentului mai ridicată, au un flux luminos mai puternic, deci un randament mai mare decît lămpile de aceeaşi putere, însă de tensiuni nominale mai mari.

Scanned with OKEN Scanner

În tabela 9-1 sînt date caracteristicile principale (valori minime) ale lămpilor cu incandescenţă fabricate în R.P.R.

Tabela 9-1

Caracteristicele principale ale lămpilor cu incandescenţă fabricate în R.P.R.

Tensiunea V	Puterea W	Fluxul luminos lm	Eficacitate luminoasă lm/W
120	15	120	8,00
	25	217	8,70
	40	372	9,30
	60	624	10,40
	100	1 210	12,10
	150	2 025	13,50
	200	2 880	14,40
	300	4 680	15,60
	500	8 000	16,00
	1 000	17 700	17,70
220	15	105	7,00
	25	190	7,60
	40	312	7,80
	60	516	8,60
	100	1 040	10,40
	150	1 770	11,80
	200	2 540	12,70
	300	4 260	14,20
	500	7 350	14,70
	1 000	16 700	16,70

Plasarea filamentului şi construcţia suportului lămpii variază de la o fabricaţie la alta şi, odată cu ele, variază şi diagrama polară de repartiţie a luminii, de care se ţine seama la alegerea lămpii, în vederea unei anumite utilizări.

b) Lămpi electrice cu descărcări în gaze

Principiul de funcţionare al acestor lămpi a fost descris în vol. I par. 15-5. Lumina lor este produsă prin fenomenul de luminiscenţă.

O particularitate importantă a lămpilor electrice cu descărcări în gaze este aceea că rezistenţa lor scade cînd curentul în tub creşte. Din această cauză, la tensiune constantă ele absorb un curent variabil, care poate creşte atît de mult, încît să distrugă lampa.

Pentru a îngrădi creşterea curentului, se utilizează o rezistenţă balast, legată în serie cu lampa, care limitează tensiunea aplicată tubului pe măsură ce rezistenţa descărcării se micşorează. În curent alternativ, o asemenea rezistenţă balast formată dintr-o inductanţă, care limitează tensiunea lămpii fără să necesite un consum mare de putere. Inductanţa produce, în schimb, un decalaj între tensiune şi curent şi necesită, pentru compensarea acestui decalaj, condensatoare legate în circuitul lămpii.

Scanned with OKEN Scanner

Randamentul luminos al lămpilor cu descărcarea în gaze este destul de ridicat. Ele prezintă însă marele neajuns de a produce o lumină colorată, care schimbă culorile proprii ale obiectelor luminate. De pildă, lumina galbenă a lămpilor cu sodiu și cea albastră verzuie a lămpilor cu mercur dau feței omenești o culoare pământie (un aspect cadaveric). Din această cauză, cu tot randamentul lor ridicat, ele nu au obținut o utilizare largă, fiind folosite mai mult la reclame luminoase.

c) Lămpi electrice cu fluorescență

Lămpi cu fluorescență sînt tot lămpi cu descărcări în gaze, deci cu luminisență, al căror tub este acoperit, în interior, cu un strat de *material fluorescent* (luminifor). Un asemenea material are proprietatea de a absorbi radiații de o anumită lungime de undă și de a emite, în schimb, radiații de altă lungime de undă. Prin urmare, în lămpile electrice cu fluorescență, energia electrică absorbită de lampă se transformă în radiații luminiscente (fenomenul de electroluminiscență) iar aceste radiații, la rîndul lor, acționează asupra substanței fluorescente (luminifere), care produce radiații luminoase (fenomenul de fotofluorescență).

Lămpile fluorescente se execută din tuburi de sticlă, lungi de 230-1500 mm, avînd un diametru de 16-54 mm. Dimensiunile lămpii sînt date de puterea ei. Electrozii lămpii sînt din filament de wolfram, dublu spiralat, și sînt fixați la cele două capete ale tubului, fiecare capăt dispunînd de un soclu (fig. 9-9) cu priză de curent.

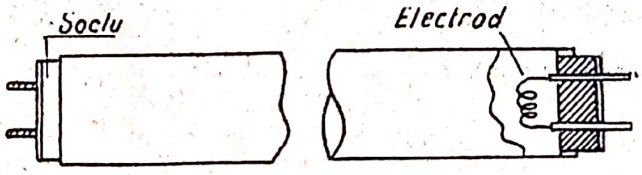


Fig. 9-9. Schema lămpii cu fluorescență

Tensiunea de alimentare în funcționarea de regim a lămpii este determinată de puterea lămpii, deci de dimensiunile acesteia. Astfel, de pildă, o lampă de 15 W, care are 500 mm lungime și 25 mm diametru, necesită o tensiune de alimentare de 105 V. O lampă de 30 W, care are 1000 mm lungime și 25 mm diametru, necesită o tensiune de 205 V. Conectarea acestor lămpi la distribuțiile cu tensiune normală se face prin intermediul autotransformatoarelor.

Interiorul tubului este umplut cu argon, la o presiune de 3-4 torri, în care se introduce și cîteva miligrame de mercur. Radiațiunile ultraviolete produse în tub, prin descărcarea în vaporii de mercur și argon, excită substanța luminiformă, care produce radiațiunile vizibile emise în exterior.

Ca materiale luminifore se utilizează: wolframat de calciu, care dă o lumină de culoare albastră, silicat de zinc, care dă o lumină verde și borat

de cadmiu, care dă o lumină roză. Prin alegerea justă a amestecului de luminofori se poate obține orice radiație, de orice culoare. În particular, se obțin lămpi cu fluorescență care practic pot înlocui lumina naturală a zilei.

Se construiesc lămpi fluorescente colorate, în scopuri decorative, și lămpi fluorescente albe. Acestea din urmă se împart în trei tipuri:

1. Lămpi „cu lumină de zi", a căror lumină se aseamănă cu lumina zilei sub un cer înourat. Ele produc un exces al radiațiilor albastre-verzi asupra celor roșii.

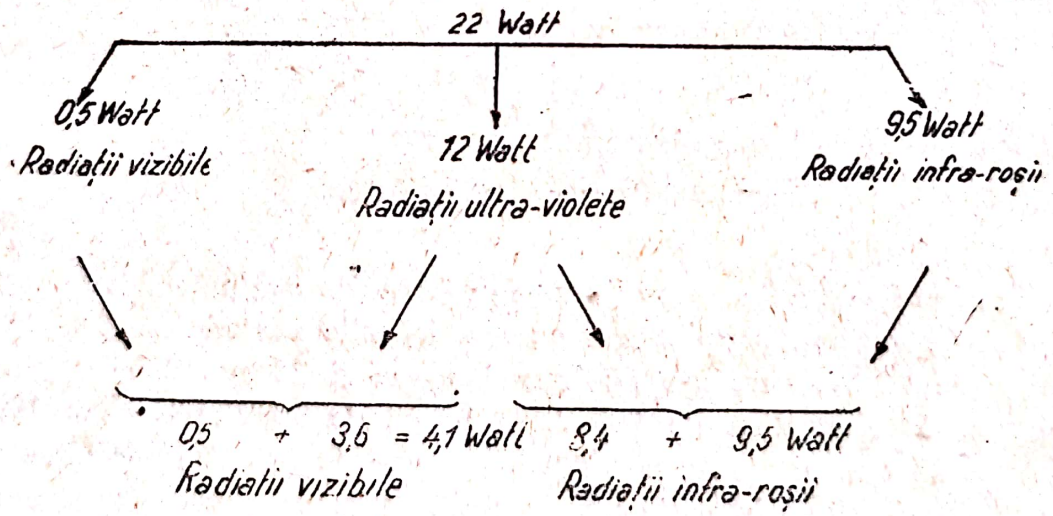
2. Lămpi „cu lumina albă", care au o lumină mai caldă decît a lămpilor „cu lumina de zi".

3. Lămpi „cu lumină dulce", care se apropie, din punct de vedere al compoziției spectrale, mai mult de lămpile cu incandescență.

Cele mai răspîndite lămpi cu fluorescență sînt cele cu „lumină albă", care sînt mai economice și redau destul de fidel culorile obiectelor iluminate. Lămpile cu „lumină de zi" sînt întrebuințate în special de către întreprinderile unde este necesară distingerea precisă a nuanțelor de culori, de pildă în industriile textile, poligrafice etc.

Lămpile cu fluorescență au o eficacitate luminoasă de 3-4 ori mai mare și o durată de utilizare de circa 2,5 ori mai lungă decît lămpile cu incandescență.

În fig. 9-10 este reprezentat bilanțul energetic al unei lămpi cu fluorescență de 22 W, care produce un flux de 1 000 lm, deci al cărui randament luminos este de 45,45 lm/W. Din datele figurii rezultă că randamentul optic (în radiații vizibile) al lămpii este de 18,5%.



Fig, 9-10. Bilanțul energetic al lămpii cu fluorescență de 22 W

Pentru aprinderea lămpii cu fluorescență este necesar ca, în prealabil, electrozii lămpii să fie încălziți la temperatura de 800-1 000° C. Această preîncălzire se realizează legînd, pentru un scurt timp, electrozii în serie cu ajutorul unui dispozitiv de pornire numit *starter*. Starterele pot fi manuale sau automate.

În fig. 9-11 este reprezentată schema de montare a unei lămpi cu fluorescenţă, cu starterul respectiv. Cînd contactul starterului S este închis, prin electrozii legaţi în serie ai lămpii trece un curent relativ important şi ei sînt încălziţi. La deschiderea contactului, electrozii astfel încălziţi se găsesc sub întreaga tensiune a reţelei şi lampa se aprinde.

Pe circuitul lămpii se montează în serie şi inductanţa cu miez de fier B, care limitează, după aprinderea lămpii, curentul şi stabilizează astfel regimul de funcţionare al lămpii.

Pentru înăbuşirea perturbaţiilor radiofonice, pe care le-ar putea provoca descărcările oscilatorii ale lămpii cu fluorescenţă, şi pentru compensarea decalajului produs de bobina B, se montează un condensator C (fig. 9-11) în paralel cu lampa. Acest condensator formează practic o cale în scurtcircuit pentru oscilaţiile de înaltă frecvenţă produse de lampă.

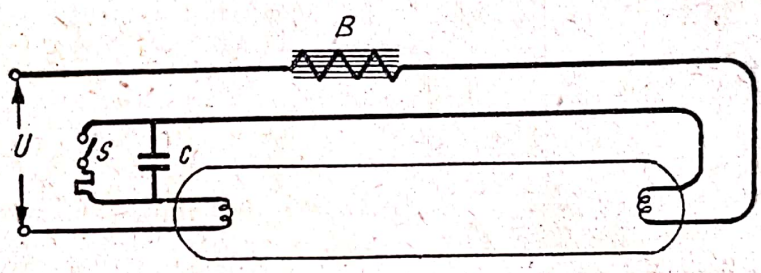


Fig. 9-11. Aprinderea lămpii cu fluorescenţă prin dispozitivul starter

Folosirea lămpilor cu fluorescenţă a luat, în anii din urmă, o mare extensiune; între altele el sînt folosite, din ce în ce mai mult, la iluminatul străzilor marilor oraşe

9-6. Condiţiile unui bun iluminat

O instalaţie raţională de iluminat trebuie să creeze condiţiuni de lucru, în ceea ce priveşte cantitatea şi calitatea luminii, astfel încît ochiul omului să poată funcţiona normal, fără eforturi. În acest scop, o asemenea instalaţie trebuie să satisfacă, în primul rînd, următoarele condiţii:

a) Obiectele şi suprafeţele de lucru din cîmpul vizual să fie bine iluminate, pentru ca ochiul să poată distinge, clar şi fără eforturi, detaliile necesare.

În tabela 9-2 sînt date, sub titlu informativ, iluminările minime ce trebuiesc realizate, în raport cu destinaţia încăperilor respective, la un iluminat cu incandescentă.

Dacă în ateliere şi birouri, pe lîngă iluminatul general, există şi un iluminat special, al locului de lucru, valorile specificate în tabela 9-2 pot fi reduse cu 20-40%.

b) Iluminarea să fie uniformă, fără zone prea pronunţate de lumină şi de umbră.

Tabela 9-2

Iluminări minime în raport cu destinaţia încăperilor

Denumirea încăperii	Iluminarea în lx	Denumirea încăperii	Iluminarea în lx
A. *Locuinţe şi birouri*		Masă de operaţie medicală	200—400
Coridoare	10—20	C. *Industrii*	
Holuri	35—40		
Săli de mese	50—60	Ateliere de turnătorie, forje, sudură	40—60
Dormitoare	30—50	Ateliere de tîmplărie	50—60
Birouri	60—80	Ateliere mecanice	50—60
Bucătării	40—50	Ateliere de precizie	80—100
Săli de desen	100—120	Ateliere de ceasornicărie	120—150
B. *Şcoli şi spitale*		Fabrici de ciment	30—50
Săli de clasă, amfiteatre	75	Imprimerii	80—100
Biblioteci, săli de lectură	50	Industrii textile	60—80
Săli de operaţii medicale	80—120	Tăbăcării	20—40

Soluţia evitării zonelor pronunţate de lumină şi umbră este dată de adaptarea unei iluminări generale cît mai uniforme, întărită acolo unde este nevoie de o iluminare locală, corespunzătoare necesităţilor locului de lucru.

c) Iluminarea să nu ofere puncte de strălucire intensă, deci sursele de lumină să fie cît mai mascate privirii directe, pentru a se evita fenomenul de orbire.

d) Lumina să aibă o nuanţă cît mai apropiată luminii de zi. Această condiţie impune surselor o lumină cît mai albă, iar pereţilor şi tavanelor care reflectă lumina, o culoare cît mai deschisă.

9-7. Corpuri de iluminat

Utilizarea directă a lămpilor electrice cu incandescenţă produce un iluminat nesatisfăcător, ale cărui inconveniente mai importante sînt:

a) o repartizare neraţională a fluxului luminos al lămpii;

b) existenţa unor puncte de strălucire intensă (suprafaţa emisivă a filamentului) insuportabile vederii directe prin efectul de orbire pe care-l produce.

Fiecare lampă cu incandescenţă este caracterizată prin curba fotometrică polară a intensităţii sale luminoase, reprezentată, pentru un anumit tip de lampă, în fig. 9-7. O asemenea curbă arată, în mod sugestiv, modul cum se repartizează, într-un plan vertical trecînd prin centrul *O* al lămpii, fluxul luminos radiat de lampă. Această diagramă se obţine trasînd, pe diferite direcţii în jurul centrului O raze vectoare de lungimi proporţionale cu intensitatea luminoasă a sursei pe direcţiile respective şi unind punctele astfel obţinute.

Pentru a se uşura citirea pe curbă a intensităţii luminoase, din centrul *O* se duc un şir de cercuri concentrice la scara aleasă pentru intensitatea luminoasă. Pentru sursele de lumină şi, după cum vom arăta, pentru corpurile de iluminat la care intensitatea luminoasă se repartizează simetric, se

construește de obicei numai jumătate din curba polară, de la 0-180°, cealaltă jumătate, de la 180-360°, fiind simetrică.

Pentru înlăturarea inconvenientelor utilizării directe a lămpilor electrice și pentru adaptarea lor justă la condițiunile iluminatului, se folosesc așa numitele *corpuri de iluminat*.

Corpul de iluminat constă dintr-un dispozitiv care fixează și protejează sursa de lumină, îi asigură aducerea curentului și îi redistribuie, după necesitățile iluminatului, fluxul luminos, modificînd, în consecință, curba fotometrică polară a lămpii.

Corpurile de iluminat prezintă o mare variație de tipuri, după sistemul și caracteristicele iluminatului ce trebuie realizat și după mediul ambiant în care este utilizat corpul. Ele trebuie să îndeplinească o serie de condiții, dintre care mai importante sînt următoarele:

1) să prezinte o curbă polară corespunzătoare sistemului și condițiilor de iluminat ce trebuie satisfăcute;
2) să aibă un randament acceptabil;
3) să producă, pe planul de lucru, o iluminare cît mai uniformă;
4) să împiedece strălucirea, supărătoare la ochi, a surselor;
5) să dea umbre cît mai estompate;
6) să prezinte o formă agreabilă.

Caracteristica principală a unui corp de iluminat o constituie *curba fotometrică polară* a intensității sale luminoase, care indică modul în care el distribuie în spațiu fluxul luminos al sursei de lumină. În această privință, se disting următoarele categorii de corpuri de iluminat (STAS 3687-53):

1) *cu repartație directă*, care dirijează cel puțin 90% din fluxul luminos total în emisfera inferioară (fig. 9-12 *a*);

2) *cu repartiție semidirectă*, care dirijează cel puțin 60% din flux în emisfera inferioară (fig. 9-12 *b*);

3) *cu repartiție difuză*, care dirijează fluxul relativ uniform în jurul corpului de iluminat (fig. 9-12 *c*);

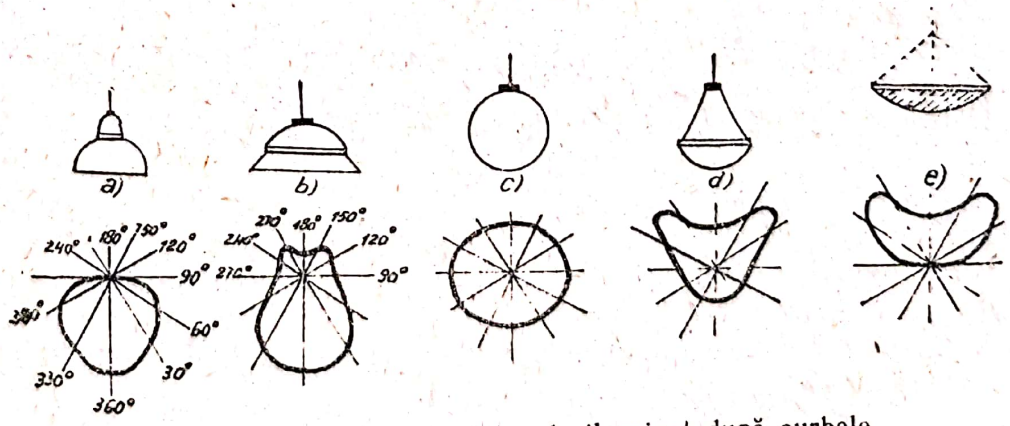


Fig. 9-12. Clasarea corpurilor de iluminat după curbele fotometrice polare

4) *cu repartiție semiindirectă*, care dirijează cel puțin 60% din flux în emisfera superioară (fig. 9-12 *d*);

5) *cu repartiție indirectă*, care dirijează cel puțin 90% din flux în emisfera superioară (fig. 9-12 *e*).

O altă caracteristică a corpurilor de iluminat cu lumină directă și semidirectă este *unghiul de protecție* (fig. 9-13), care arată modul în care corpul protejază ochii observatorului împotriva razelor luminoase directe ale sursei de lumină.

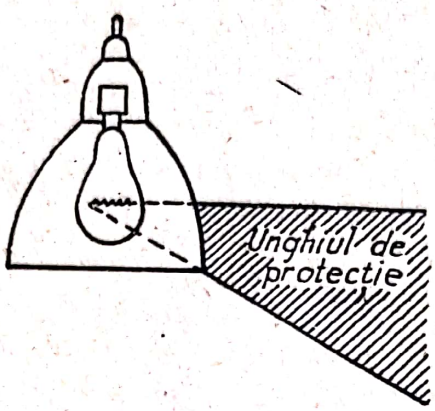


Fig. 9-13. Formarea unghiului de protecție al corpului de iluminat

Unghiul de protecție este determinat de elementele constructive ale corpului de iluminat, adică de diametrul deschiderii sale și de poziția filamentului lămpii. Pentru a se asigura o protecție suficientă, acest unghi trebuie să fie mai mare de 30. Unghiul de protecție este realizat de partea opacă sau de sticla lăptoasă a corpului de iluminat. Sticla mată nu asigură o protecție suficientă față de strălucire.

Randamentul r al unui corp de iluminat reprezintă raportul dintre fluxul luminos Φ_e al corpului de iluminat și fluxul luminso Φ_l al lămpii (sau lămpilor) corpului

$$r = \frac{\Phi_e}{\Phi_l} . \qquad (9\text{-}12)$$

După protecția față de mediul ambiant, corpurile de iluminat se împart în:

1. *Corpuri deschise,* în care lampa este în contact direct cu mediul ambiant.

2. *Corpuri protejate,* în care lampa este separată de mediul ambiant, fiind închisă în interiorul unui locaș de protecție neetanș, executat de regulă din sticlă. În aceste corpuri mediul pătrunde în interiorul aparatului de iluminat.

3. *Corpuri ermetice,* etanșe față de apă și de praf, însă neprotejate contra aburului și gazelor.

4. *Corpuri protejate contra exploziilor* (aparate antigrizutoase), construite în așa fel încît, printr-o închidere ermetică să nu cauzeze explozii, ori care ar fi condițiile de funcționare.

În fig. 9-14 este reprezentat corpul de iluminat cu *lumină directă,* utilizat în special pentru iluminarea generală a încăperilor de fabrici și uzine. Acest corp de iluminat se compune dintr-o calotă de tablă emailată, de culoare deschisă în interior și închisă în exterior, în centrul căreia se

montează lampa electrică. Pentru a apăra ochii de o strălucire prea mare, armătura este completată uneori cu un difuzor luminos de sticlă mată, notat în figură cu *d*. Acest corp de iluminat este cunoscut în U.R.S.S. sub denumirea de tip «Universal».

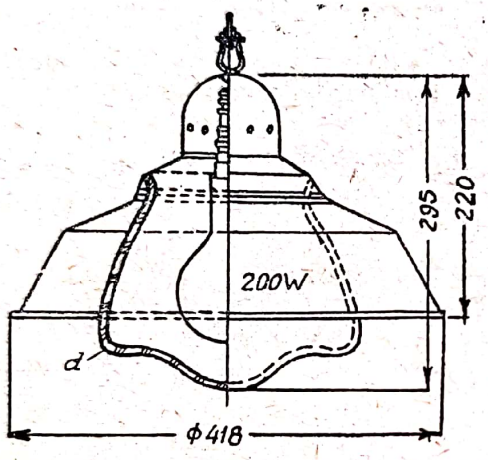


Fig. 9-14. Corp de iluminat cu lumină directă

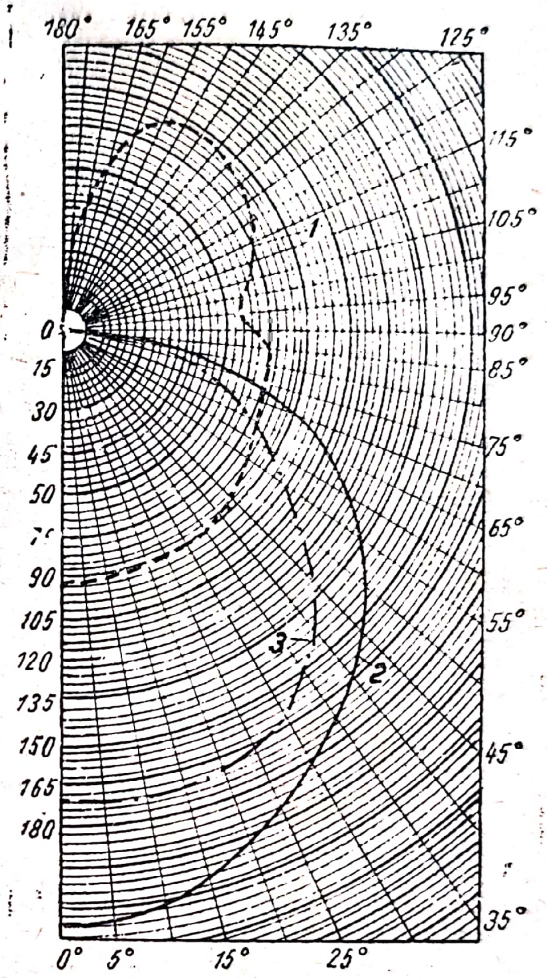


Fig. 9-15. Curbele fotometrice polare ale corpului de iluminat cu lumină directă din 9-14; *1* curba polară a sursei de lumină; *2* curbă polară a corpului, fără difuzorul luminos de sticlă mată; *3* idem, cu acest difuzor

În fig. 9-15 este dată curba fotometrică polară de redistribuţie a fluxului de către corpul de iluminat din fig. 9-14. În figură, *1* reprezintă curba polară a sursei de lumină, *2* - curba polară a corpului fără difuzorul de sticlă mată şi *3* - curba polară cu acest difuzor.

Randamentul unui asemenea corp de iluminat este de circa 70% fără difuzorul de sticlă mată şi circa 58% cu acest difuzor.

Pentru ateliere cu înălţimea încăperilor mare se utilizează corpul de iluminat din fig. 9-16, care asigură un unghi de protecţie contra razelor directe mai mare. Randamentul acestui corp este tot de circa 70%.

Cînd este necesară o iluminare mai intensă a locului de lucru se utilizează corpul de iluminat din fig. 9-17, constituit dintr-un clopot adînc de

tablă de fier care apără ochii lucrătorului de razele directe ale firului incandescent.

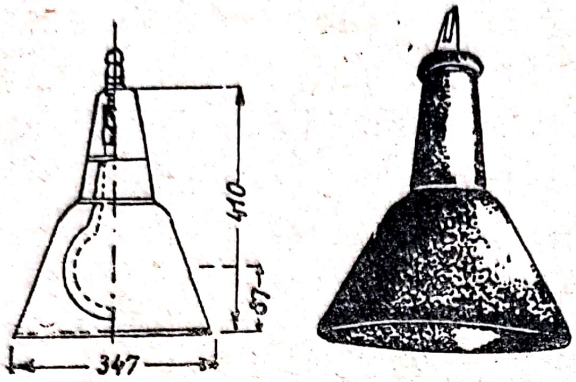


Fig. 9-16. Corp de iluminat la încăperi înalte

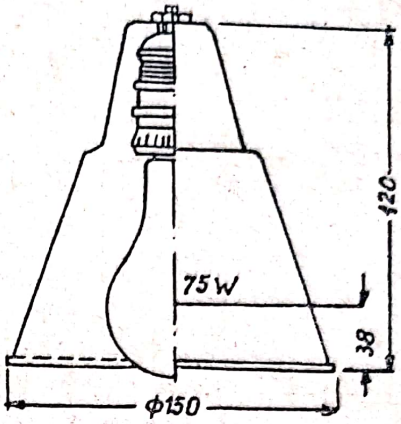
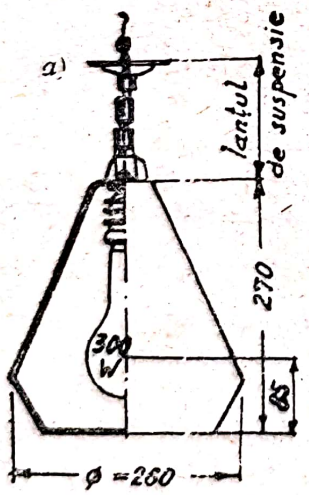


Fig. 9-17. Corp de iluminat pentru iluminarea locului de muncă

În fig. 9-18 este reprezentat un tip de corp de iluminat cu *lumină semidirectă*. Corpul dispune de un clopot de sticlă opalină, care difuzează



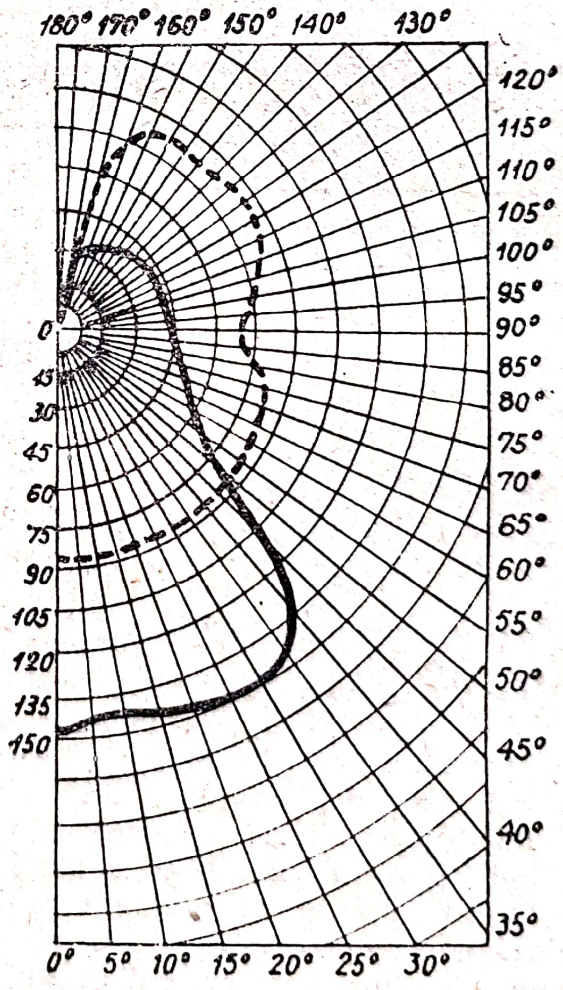


Fig. 9-18. Corp de iluminat cu lumină semidirectă (*a*) și c rbele sale fotometrice polare (*b*)

lumină în ambele emisfere. De preferință se folosește ca lampă electrică o lampă cu glob mat. Se utilizează la iluminarea încăperilor de locuit, a magazinelor, a birourilor, a școlilor etc., a încăperilor industriale cu atmosferă uscată etc. Asemenea corpuri se construiesc în diverse dimensiuni, pentru lămpi de la 40 la 200 W și sînt cunoscute în comerț sub denumirea «Luțeta». Randamentul lor este de circa 70%. În fig. 9-18 b, curba punctată reprezintă curba polară a corpului de iluminat, iar cea continuă, curba polară a sursei de lumină.

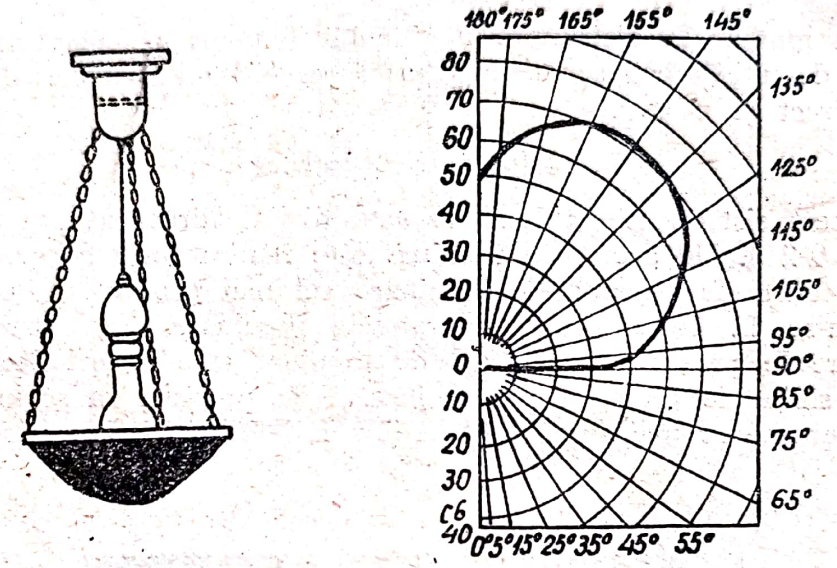


Fig. 9-19. Corp de iluminat cu lumină indirectă și curba sa fotometrică polară

Un corp de iluminat cu *lumină indirectă* este reprezentat în fig. 9-19. Cupa lămpii este opacă sau slab translucidă, fiind executată dintr-un material metalic sau plastic. Aceste corpuri se construiesc pentru lămpi de 300-500 W și 750-1 000 W și se folosesc pentru iluminarea locuințelor, birourilor etc.

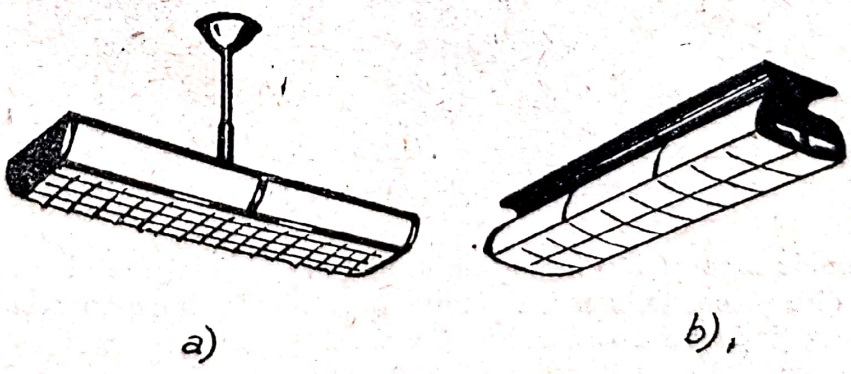


Fig. 9-20. Corpuri de iluminat pentru lămpi cu luminiscență

Strălucirea lămpilor cu luminiscență fiind cu mult mai redusă decît aceea a filamentelor lămpilor cu incandescență, ele nu produc efectul de orbire. Totuși, prezența îndelungată în cîmpul vederii a lămpilor cu lumi-

niscență produce o senzație neplăcută pentru ochi. În scopul evitării acestei senzații, la înălțimi mici de suspensie se utilizează corpuri de iluminat prevăzute cu difuzoare de sticlă mată, care acoperă suprafața deschiderii inferioare a corpului de iluminat (fig. 9-20 *a*), sau cu ecrane de protecție în formă de grătar (fig. 9-20 *b*). În această din urmă figură este reprezentat un corp de iluminat cu acțiune semidirectă, având partea superioară deschisă. Ambele corpuri de iluminat se construiesc pentru 2-4 lămpi cu luminiscență.

9-8. Sisteme de iluminat

După modul de distribuire a fluxului luminos pe planurile de lucru (planurile de utilizare), se disting următoarele trei sisteme de iluminat: direct, indirect și mixt

a) Iluminatul direct

În acest sistem, fluxul luminos este dirijat direct asupra planului de lucru (fig. 9-21). Un asemenea iluminat este realizat prin corpuri cu lumină directă și constituie sistemul de iluminare cel mai economic, fluxul luminos distribuindu-se în întregime pe suprafețele iluminate. Din cauza umbrelor tari pe care le provoacă, acest fel de iluminat este uneori desagreabil, în special în sălile de desen și pentru lucrări de precizie. În schimb, umbrele ajută la perceperea mai justă a detaliilor reliefului, lucru necesar în multe industrii.

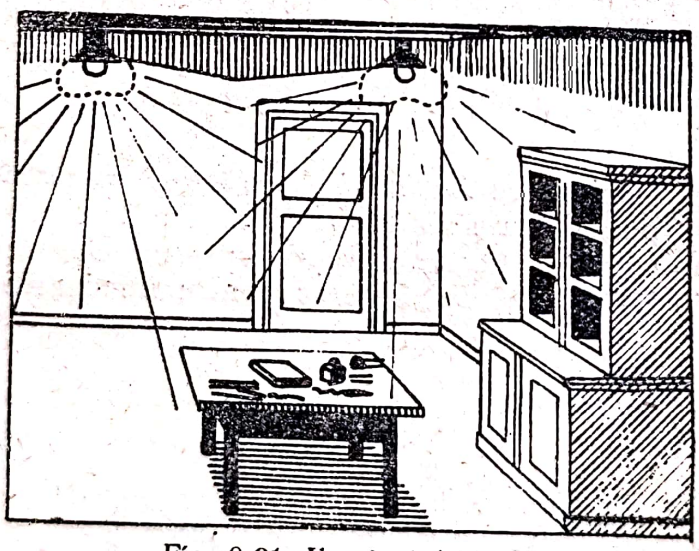


Fig. 9-21. Iluminatul direct

Cu tot dezavantajul contrastelor între părțile iluminate și cele în umbră, iluminatul direct constituie unica soluție rațională în încăperile industriale cu tavane și pereți de culoare închisă. Pentru atenuarea contrastelor, se admite uneori ca circa 10% din fluxul radiat de aparatele de iluminat să fie trimis în emisfera superioară.

Sistemul de iluminare directă este utilizat la iluminatul străzilor, curților, vitrinelor, la iluminatul general al atelierelor și încăperilor ale căror tavane și pereți nu pot fi folosite penrtu reflexia fluxului luminos, precum și pentru iluminatul locului de muncă (iluminatul local).

b) Iluminatul indirect

În acest sistem întregul flux luminos al corpurilor de iluminat (sau cel puțin 90% din el) este trimis în emisfera superioară (fig. 9-22), spre tavan și spre pereți, de unde este reflectat pe planul de lucru. Se obține, în modul acesta, o lumină difuză și uniformă, lipsită de umbre și puncte de strălucire, deci foarte agreabilă pentru ochi.

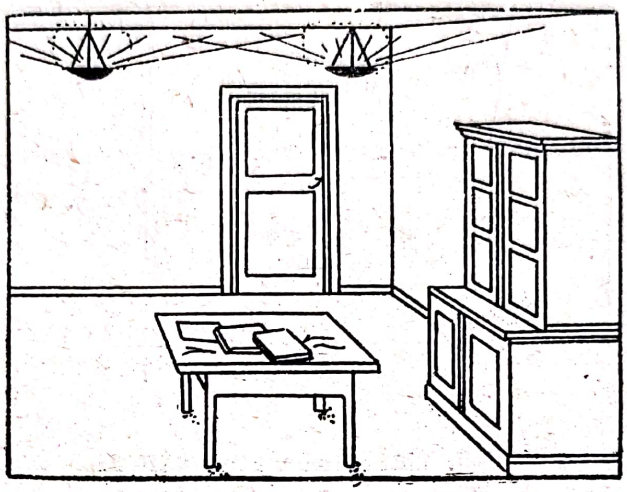


Fig. 9-22. Iluminatul indirect

Sistemul de iluminat indirect constituie sistemul cel mai scump, deoarece o parte din fluxul luminos difuzat de corpul de iluminat este absorbit de tavan și pereți. Sistemul nu poate fi întrebuințat decît în încăperile care au tavanul și pereții de culoare deschisă, cu coeficient mare de reflexie și fără praf, care ar reduce coeficientul de reflexie.

Sistemul de iluminat indirect se utilizează în sălile de desen, la iluminatul muzeelor, sălilor de expoziție, hall-urilor de teatre și de cinematografe etc. El nu este indicat în localurile industriale, deoarece lipsa umbrelor nu permite distingerea detaliilor de relief.

c) Iluminatul mixt

Acest sistem de iluminat constituie un compromis între sistemul de iluminat direct și cel indirect, fiind asigurat de corpuri de lămpi care difuzează fluxul luminos în ambele emisfere (fig. 9-23). După raportul dintre fluxul difuzat direct și cel indirect al corpurilor de iluminat, caracterul sistemului mixt se apropie mai mult sau mai puțin de unul din cele două sisteme, direct sau indirect, îmbinînd în aceeași măsură avantajele și dezavantajele sistemelor respective.

În funcție de poziția corpurilor de iluminat față de ansamblul încăperii și de locurile de lucru se deosebesc trei sisteme de iluminat și anume:

1) *iluminatul general*, în care corpurile de iluminat sînt astfel repartizate încît să asigure iluminarea întregii încăperi;

2) *iluminatul local*, în care corpurile de iluminat sînt așezate în imediata apropiere a unuia sau mai multor locuri de lucru. Acest iluminat nu se întrebuințează însă niciodată singur, deoarece produce contraste mari de umbră și lumină;

3) *iluminatul combinat*, în care în aceeaşi încăpere se suprapun, peste iluminatul general, un iluminat local, al locului de lucru.

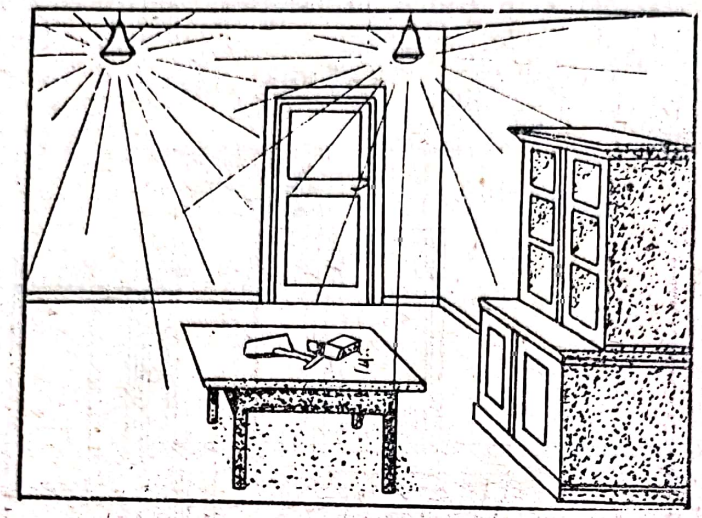


Fig. 9-23. Iluminatul mixt

9-9. Calculul iluminatului

Pentru calculul iluminatului se utilizează una din următoarele două metode: a) metoda factorului de utilizare şi b) metoda componentei directe a iluminării.

a) Metoda factorului de utilizare

Această metodă se aplică la calculul iluminatului general al încăperilor închise. Ea constă din determinarea fluxului luminos al lămpilor care urmează să fie montate în corpurile de iluminat, tipul acestora din urmă fiind fixat în prealabil. Odată fluxul luminos al lămpii determinat, puterea lămpii corespunzătoare se obţine, în cazul lămpilor cu incandescenţă, cu ajutorul tabelei 9-1.

Fluxul luminos al lămpilor se determină plecînd de la condiţia de a se obţine pe suprafaţa de lucru orizontală iluminarea necesară, în ipoteza unei aşezări simetrice a corpurilor de iluminat şi ţinînd seama şi de lumina reflectată de pereţi şi tavan.

Fluxul luminos Φ_l al lămpii în lm este dat de relaţia

$$\Phi_l = \frac{E k z S}{n u}, \qquad (9\text{-}13)$$

în care E este iluminarea minimă necesară, în lx;

k — coeficientul de siguranţă, a cărui semnificaţie o dăm mai jos;

z — raportul dintre iluminarea medie şi cea minimă;

S — suprafaţa încăperii, în m^2;

n — numărul corpurilor de iluminat din încăpere;

u — factorul de utilizare al instalaţiei de lumină, a cărui semnificare o dăm mai jos.

Coeficientul de siguranță k ține seama de reducerea fluxului luminos datorită murdăririi becului, a pereților și plafonului încăperii și de uzura lămpilor. Valoarea acestui coeficient variază între 1,15 și 1,35.

Factorul de utilizare u al instalației de iluminat reprezintă raportul între întregul flux Φ_s care cade pe suprafața de lucru și suma fluxurilor luminoase radiate de sursele de lumină din încăperea iluminată. El este dat de relația

$$u = \frac{\Phi_s}{n\,\Phi_l}. \qquad (9\text{-}14)$$

Factorul de utilizare u depinde de corpul de iluminat, de dimensiunile încăperii (lungimea și lățimea), de înălțimea de suspensiune a corpului de iluminat deasupra suprafeței de lucru și de culoarea pereților și a tavanului.

Toate mărimile din formula de calcul (9-13), în afară de suprafață, sînt lăsate la alegerea proiectantului. Aceste mărimi se aleg în așa fel încît să satisfacă condițiunile unui bun iluminat, expuse în paragrafele precedente.

Valorile admisibile ale iluminării sînt luate din tabela 9-1, sau din normele standard.

Pentru a se asigura o iluminare uniformă, normele impun ca raportul dintre iluminarea minimă și maximă a suprafeței de lucru să nu fie mai mic de 0,3. Această condiție este satisfăcută atunci cînd punctele luminoase sînt așezate unul față de altul la o distanță care să nu depășească dublul înălțimii de suspensiune a lămpilor deasupra suprafețelor de lucru, adică atunci cînd $l \leq 2$ h (fig. 9-24).

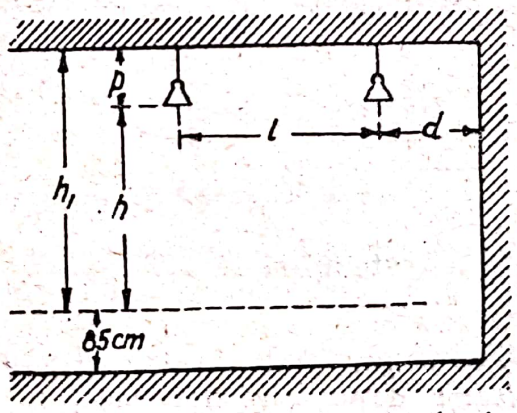


Fig. 9-24. Repartiția surselor de iluminat

Distanța l dintre lămpi se recomandă să fie cam aceeași în sensul lungimii și al lățimii încăperii. Ea se alege ținînd seama că valoarea optimă a raportului $\frac{l}{h}$ depinde de curba polară a corpului de iluminat ales. De pildă, pentru corpul «Universal», valoarea optimă a raportului este de 1,8.

Distanța d de la perete pînă la primul rînd al corpurilor de iluminat se ia $d = 0{,}25\ l$ cînd există suprafețe de lucru așezate lîngă perete și $d = 0{,}5\ l$, cînd nu există asemenea suprafețe de lucru.

Înălțimea h de atîrnare a corpurilor de lampă deasupra suprafeței de lucru se fixează ținîndu-se seama de particularitățile de construcție și de

amenajare a încăperii. Dacă încăperea conține transmisii mecanice, tuburi de ventilație și alte instalații asemănătoare, înălțimea de suspensie h a lămpilor se alege în așa fel încît aceste instalații să nu producă umbre asupra suprafeței de lucru.

Cînd plafonul este neted, corpurile de lampă se suspendă direct sub plafon, la o distanță de acesta de 0,5 m.

O valoare prea mică pentru h ar aduce firul incandescent al lămpilor în cîmpul vizual și ar provoca fenomenul de orbire. Pentru a evita aceasta, normele fixează înălțimea minimă admisibilă a suspendării lămpii deasupra podelei, pentru diferite corpuri de iluminat. De pildă, pentru corpul de iluminat «Universal» (fig. 9-14) cu glob de sticlă mată, această înălțime minimă este de 3,7 m; pentru corpul de iluminat cu unghi de protecție mărit (fig. 9-16), 4,3 m; pentru corpul «Luțeta» din sticlă opalină (fig. 9-18), 3,7 m etc.

Raportul $z = \frac{E_{med}}{E_{min}}$ se poate lua cu aproximație egal cu

$$z = 1{,}2 \text{ cînd } \frac{l}{h} \leq 1{,}6$$

și

$$z = 1{,}4 \text{ cînd } \frac{l}{h} \text{ este pînă la } 2{,}3 .$$

Pentru corpurile de iluminat în care predomină lumina directă, se adoptă

$$z = 1{,}0 \text{ cînd } \frac{l}{h} = 1{,}4$$

și

$$z = 1{,}2 \text{ cînd } \frac{l}{h} \text{ este pînă la } 2{,}0 .$$

Factorul de utilizare se găsește în tabelele corpului de lampă ales. Dependența acestui factor de dimensiunile încăperii se stabilește cu ajutorul *indicelui de încăpere* φ, care se calculează cu următoarea formulă empirică

$$\varphi = \frac{S}{h(a+b)}, \qquad (9\text{-}15)$$

în care S este suprafața încăperii, în m²;

h — înălțimea de suspensie a lămpii, deasupra suprafeței de lucru, în m;

a — lungimea încăperii, în m;

b — înălțimea încăperii, în m.

Pentru coeficienții de reflexie ai pereților și plafoanelor, se vor lua cifrele date în paragraful 9-3.

În tabela 9-3 sînt date valorile factorului de utilizare pentru corpul de iluminat «Universal» cu glob de sticlă mată.

Tabela 9-3

Factorul de utilizare al corpului de iluminat „Universal" cu glob de sticlă

Coeficientul de reflexie a plafonului %	10				30				50				70			
Coeficientul de reflexie a pereților %	10	30	50	70	10	30	50	70	10	30	50	70	10	30	50	70
Indicele de încăpere	Factorul de utilizare u, în %															
0,5	15	17	21	26	15	17	21	27	15	18	21	27	15	18	22	27
0,6	20	23	26	31	20	23	27	31	20	23	27	32	20	23	27	32
0,7	24	26	29	34	24	27	30	35	24	27	31	36	24	27	31	36
0,8	27	29	32	36	27	30	34	37	27	30	33	38	28	30	34	38
0,9	30	31	33	37	30	31	34	38	30	32	35	39	30	32	35	39
1,0	31	32	34	38	31	33	35	39	31	32	36	40	31	34	36	40
1,1	32	34	35	39	32	34	36	40	32	35	37	41	33	35	38	42
1,25	34	35	37	40	34	35	38	41	34	35	39	42	34	37	39	43
1,50	36	38	39	42	36	38	40	43	36	38	40	44	36	39	42	45
1,75	39	40	42	44	39	40	42	45	39	40	42	46	39	41	43	47
2,00	40	42	43	45	40	42	44	46	40	42	45	47	40	42	45	49
2,25	42	44	45	46	42	44	46	47	42	44	46	49	42	45	47	50
2,50	43	45	46	47	44	45	47	49	44	46	48	50	44	46	49	51
3,00	45	46	47	49	45	46	48	50	46	47	49	51	46	48	50	52
3,50	46	47	49	50	46	47	50	51	47	48	50	52	47	49	51	53
4,00	47	48	49	50	47	49	50	52	48	49	51	53	49	50	52	54
5,00	48	49	50	51	49	50	52	53	49	51	52	54	50	51	53	55

b) Metoda componentei directe a iluminării

Această metodă se utilizează în special la determinarea iluminării într-un punct dat, cînd se cunoaște fluxul lămpilor și poziția corpurilor de iluminat. Deoarece prin această metodă se determină iluminarea în puncte precise ale suprafeței de lucru, metoda se mai numește și metoda de calcul punct cu punct.

Dacă suprafața care trece prin punctul A considerat are o poziție arbitrară în raport cu raza de lumină (fig. 9-2), iluminarea se calculează cu relația (9-6)

$$E = \frac{I \cos \beta}{r^2} .$$

Dacă punctul A se găsește pe un plan perpendicular pe raza de lumină ($\beta = 0$), se aplică, pentru calculul iluminării, relația (9-6 a)

$$E = \frac{I}{r^2} .$$

În sfîrşit, dacă punctul A se găseşte pe un plan orizontal (fig. 9-3), şi acesta este cazul cel mai frecvent, iluminarea se calculează cu relaţia (9-7)

$$E_h = \frac{I \cos^3\alpha}{h^2} .$$

În toate aceste relaţii, I reprezintă intensitatea luminoasă a corpului de iluminat L, în direcţia L A.

Pentru calculele practice, în formulele de mai sus se introduce şi coeficientul de siguranţă k, care are aceeaşi semnificaţie şi prezintă aceleaşi valori ca şi în calculul iluminării prin metoda factorului de utilizare. În acest caz, ultima relaţie care dă iluminarea pe plan orizontal devine

$$E_h = \frac{I \cos^3\alpha}{h^2 k} . \qquad (9\text{-}16)$$

Dacă iluminarea punctului considerat provine de la mai multe surse de lumină, cu formulele de mai sus se calculează iluminările respective pentru fiecare sursă în parte şi se adună rezultatele astfel obţinute.

Exemplul 9-4. Să se calculeze iluminatul general al unui atelier mecanic, ale cărui dimensiuni sînt: lungimea 26 m, lăţimea 15 m, înălţimea 5,5 m.

Iluminarea minimă a suprafeţei de lucru trebuie să fie E = 54 lx. Tensiunea reţelei electrice este de 220 V.

Soluţia: Considerăm înălţimea suprafeţei de lucru de 0,85 m deasupra pardoselei. Ca tip de corp de iluminat alegem corpul «Universal», cu difuzor de sticlă mată. Înălţimea minimă de suspensie a acestui corp deasupra pardoselei fiind de 3,7 m, rezultă că înălţimea lămpii deasupra suprafeţei de lucru este

$$h = 3{,}7 - 0{,}85 = 2{,}85 \text{ m}$$

Pentru corpul «Universal» raportul optim $\frac{l}{h}$ fiind 1,8, rezultă

$$l = 1{,}8 \cdot 2{,}85 = 5{,}13 \text{ m}$$

Adoptăm pentru $z = 1{,}2$, corpul producînd lumină directă, şi $\frac{l}{h} < 1{,}4$.

Vom adopta o distanţă între lămpi de 5,5 m, atît în sensul lungimii cît şi al lăţimii încăperii. Condiţia $1 \leq 2h$ este satisfăcută. Vom avea în total 15 corpuri de iluminat, care vor fi aşezate ca în fig. 9-25.

Indicele încăperii este, conform formulei (9-15),

$$\varphi = \frac{S}{h(a+b)} = \frac{350}{2{,}85(26+15)} = 3 .$$

Ţinînd seama că pereţii şi plafonul cu timpul se vor murdări, se ia un coeficient de reflexie de 30% pentru pereţi şi 50% pentru plafon.

Cu indicele de încăpere calculat şi cu coeficienţii de reflexie fixaţi, se obţine din tabela 9-3 un factor de utilizare de 48%.

Încăperea avînd o prăfuire normală, luăm un coeficient de siguranţă $k = 1{,}3$.

Scanned with OKEN Scanner

Introducînd valorile numerice obținute în relația 9-13, determinăm fluxul lămpii incandescente care urmează să fie montată în corpul de iluminat ales

$$\Phi_l = \frac{E \cdot S \cdot kz}{n \cdot u} = \frac{54 \cdot 350 \cdot 1{,}3 \cdot 1{,}2}{15 \cdot 0{,}48} \cong 4100 \text{ lm} \cdot$$

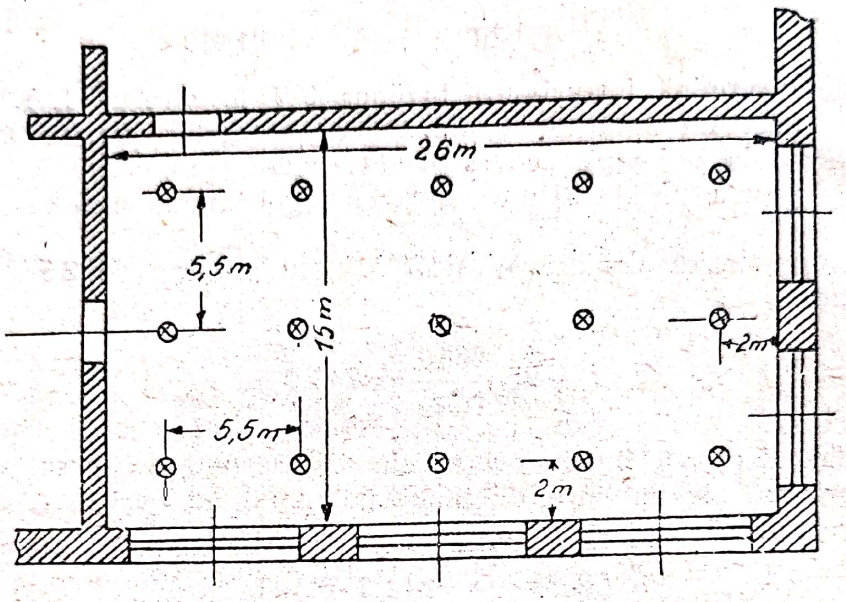


Fig. 9-25. Așezarea lămpilor la exemplul 9-4

Din tabela 9-1, rezultă că lampa necesară, care trebuie să funcționeze sub tensiunea nominală de 220 V, are o putere de 300 W.

Puterea totală necesară iluminatului general al atelierului este

$$P = 15 \cdot 400 = 4500 \text{ W} = 4{,}5 \text{ kW} \cdot$$

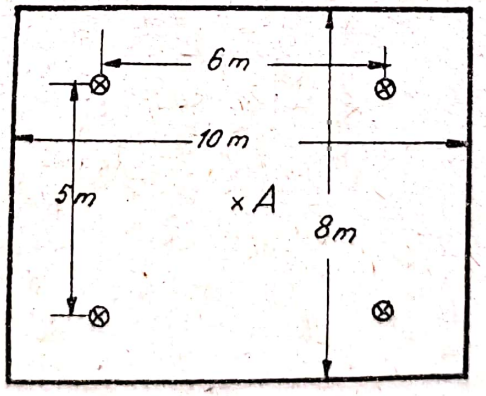


Fig. 9-26. Așezarea lămpilor la exemplul 9-26

Exemplul 9-5. O încăpere cu suprafața de $S = (10 \times 8)$ m^2 este iluminată cu corpuri de iluminat «Universal» cu glob de sticlă mată, cu lămpi de 200 W și 220 V. Corpurile de iluminat sînt așezate în colțurile unui dreptunghi, avînd latura mare de 6 m, pe lungimea încăperii și cea mică de 5 m, pe lățimea încăperii (fig. 9-26). Înălțimea de suspensie a corpurilor de iluminat este $H = 3{,}5$ m

Se cere să se verifice iluminarea în centrul A al sălii, pe un plan orizontal la 1 m înălțime deasupra pardoselei.

Soluția: Se utilizează relația (9-14), procedîndu-se precum urmează:

1) Se determină tg α [(fig. 9-3) și (9-26)]

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{a}{h} = \frac{\sqrt{5^2+6^2}}{2\,(3{,}5-1)} = 1{,}56$$

$$\alpha = 57^0\,20' \;;\; \cos^3\alpha = 0{,}157\,.$$

2) Se determină intensitutea luminoasă I în direcția L A.

Din tabela intensităților luminoase a corpurilor de iluminat utilizate în U.R.S.S. *), la o lampă convențională cu $\Phi_l = 1\,000$ lm, se obține prin interpolare pentru tipul „Universal" cu glob mat, pentru $\alpha = 57^0 20'$, $I = 95$ cd.

Lămpile utilizate de 200 W și 220 V au un flux de 2 540 lm (tabela 9-1). Urmează că

$$I = 95\,\frac{2540}{1000} = 241{,}3 \text{ cd}$$

3) Se calculează iluminarea în planul orizontal de lucru, în centrul A al sălii, produsă de un corp de iluminat. Luînd un coeficient de siguranță $k = 1{,}3$, relația (9-16) devine

$$E_{Ah} = \frac{I\cos^3\alpha}{k^2\,k} = \frac{241.3\cdot 0{,}157}{2{,}5^2\cdot 1{,}3} = 4{,}67 \text{ lx}\,.$$

Iluminarea în punctul A al planului de lucru fiind aceeași pentru fiecare lampă, iluminarea totală în acel punct va fi

$$E_{tAh} = 4\cdot 4{,}67 = 18{,}68 \text{ lx}.$$

*) A se vedea: M. M. Epaneșnicov și M. V. Socolov, Iluminatul electric, Anexa I.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL X

REȚELE ELECTRICE

10-1. Considerațiuni generale

Transportul energiei electrice, din locul ei de producere în regiunile sau în localitățile de consum, și distribuția ei, din centrele de alimentare la consumatori, se face cu ajutorul *rețelelor electrice*.

În genere, alimentarea cu energie electrică a centrelor de consum se face în prezent sub curent trifazat. În cazul cînd, pentru anumite operațiuni industriale, este nevoie de curent continuu, acesta se obține prin redresarea curentului alternativ trifazat.

Se preferă liniile de transport și distribuție trifazate, deoarece o asemenea linie prezintă avantajul unui consum de metal nefieros mai redus și anume, în condiții de tensiune și putere egale, numai 3/4 din materialul necesar unei linii monofazate.

După destinația lor, rețelele electrice se împart în: a) *rețele de alimentare*, care asigură transportul energiei electrice de la centrele producătoare (centralele electrice) la raioanele consumatoare, și b) *rețele de distribuție*, care sînt destinate distribuirii energiei diverșilor ei consumatori.

După mărimea tensiunii lor de funcționare, rețelele electrice se împart în: a) *rețele de joasă tensiune*, pînă la 380 V; b) *de înaltă tensiune*, de la 500 V pînă la 35 000 V și c) *de foarte înaltă tensiune*, de la 35 000 V pînă la 220 000 V și chiar peste această din urmă valoare.

Rețelele de joasă tensiune servesc pentru distribuirea energiei la consumatorii cu puteri instalate mici sau moderate. În cazul cel mai frecvent, al rețelelor trifazate, sarcinile pe cele trei faze putînd fi dezechilibrate, rețelele sînt prevăzute cu fir neutru și tensiunile de alimentare sînt $3 \times 380/220$ V sau, cum este cazul rețelei București, $3 \times 208/120$ V.

Pentru rețeaua de forță din interiorul fabricilor se recomandă utilizarea tensiunii de 380 sau 500 V în cazul curentului trifazat, sau de 220 sau 440 V, în cazul curentului continuu.

Rețelele de înaltă tensiune se folosesc pentru alimentarea stațiilor de transformare ale rețelei de distribuție, pentru alimentarea marilor consumatori dintr-o aglomerație urbană (tensiuni de 6 sau 10 kV) și pentru distribuția energiei în localitățile unei regiuni industriale, de pildă a unei regiuni de exploatare petroliferă (tensiuni de 25 - 35 kV).

Scanned with OKEN Scanner

Rețelele de foarte înaltă tensiune servesc pentru transportul energiei electrice la distanțe mari și foarte mari și poartă numele de *linii de transport.*

Pentru a se asigura transportului de energie un randament convenabil (pierderi acceptabile de putere pe linii), tensiunea de funcționare a unei linii de transport se alege cu atît mai mare cu cît puterea transmisă și distanța la care trebuie transportată sînt mai mari, deoarece pierderile de putere prin efect Joule-Lenz scad, pentru aceeași putere transportată, cu patratul tensiunii. Nu se poate alege nici tensiuni prea înalte, deoarece costul izolației la asemenea tensiuni sporește foarte mult cheltuielile de instalare ale rețelelor respective și poate depăși economia care se realizează prin scăderea pierderilor Joule-Lenz în conductoare.

Tensiunile folosite la liniile de transport sînt de 60, 110, 220 kV și chiar mai mult. La noi în țară, tensiunea de transport cea mai ridicată este de 110 kV.

Rețelele de înaltă tensiune și foarte înaltă tensiune se construiesc fără fir neutru.

În cazul curentului continuu, neputîndu-se schimba tensiunea cu ajutorul transformatoarelor statice, rețelele nu pot fi construite decît ca rețele de joasă tensiune, pentru tensiunea de utilizare.

După modul lor de construcție, rețelele electrice se împart în: a) rețele aeriene și b) rețele subterane.

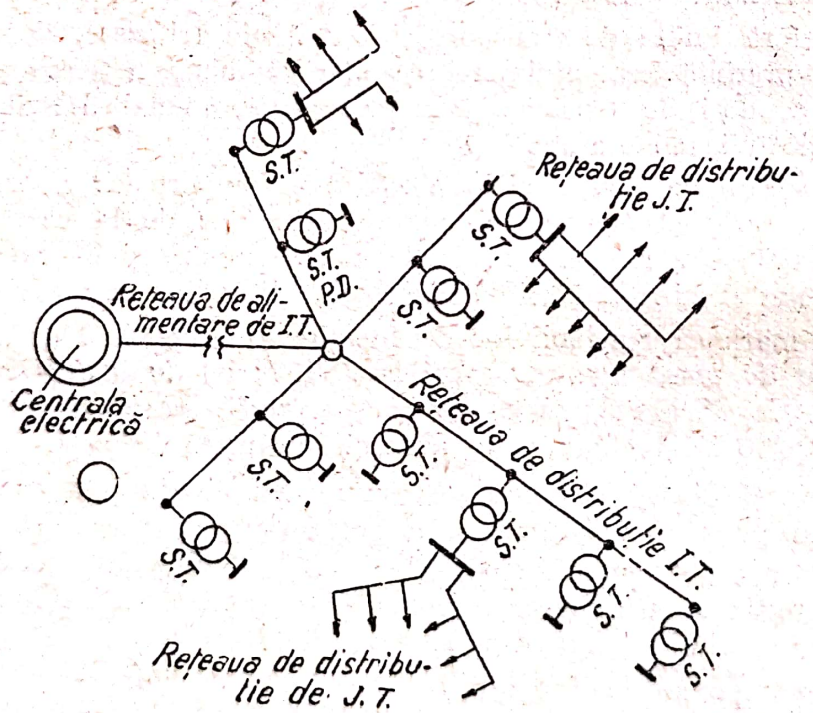


Fig. 10-1. Schema unei rețele electrice de transport și distribuție

Legătura dintre o linie de transport și o rețea de alimentare sau dintre o rețea de alimentare și o rețea de distribuție, se face prin intermediul unei *stații de transformare* (ST, în fig. 10-1). O asemenea stație este înzestrată cu întregul aparataj necesar (întrerupătoare, transformatoare, separatoare etc.)

pentru a se executa operaţiunile de conectare şi deconectare a diferitelor porţiuni ale reţelei.

Cînd staţia de transformare leagă o linie de transport cu o reţea de alimentare sub înaltă tensiune, ea poartă uneori numele de *post de distribuţie* (PD, în fig. 10-1).

În interiorul locuinţelor şi al imobilelor întreprinderilor, energia electrică este distribuintă, de la punctul de legătură cu reţeaua pînă la receptoare, cu ajutorul instalaţiilor electrice numite *instalaţii interioare*.

10-2. Materiale şi noţiuni de construcţie a reţelelor

Vom descrie succint principalele materiale utilizate în construcţia reţelelor şi vom da unele noţiuni asupra acestei construcţii şi asupra staţiilor de transformare.

a) Reţelele aeriene

Elementele constructive de bază ale reţelelor aeriene sînt conductoarele electrice, izolatoarele şi stîlpii.

1) *Conductoarele.* Reţelele aeriene se execută de regulă cu conductoare neizolate, confecţionate din cupru, aluminiu, oţel-aluminiu şi oţel.

Conductoarele de cupru, de secţiuni reduse, se confecţionează dintr-un singur fir masiv, diametrul şi secţiunea conductorului fiind aceeaşi cu a firului. Pentru secţiuni mai mari, se utilizează conductoare de cupru formate din mai multe fire, răsucite împreună, formînd ceea ce numim un conductor în funie (fig. 10-2). Secţiunea conductorului în funie este egală cu suma secţiunilor firelor componente.

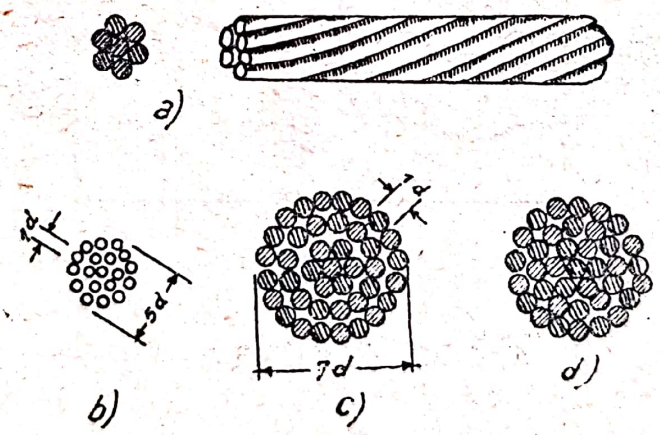


Fig. 10-2. Conductoare în funie

Conductoarele în funie au o rezistenţă mecanică mai mare (38 kg/mm²), se răsucesc mai uşor, avînd o suprafaţă de contact cu aerul mai mare şi au o flexibilitate mai bună, ceea ce uşurează lucrările de montaj. Datorită acestor calităţi, în prezent se utilizează aproape exclusiv numai conductoare de cupru în funie, chiar pentru secţiuni mici ale reţelelor.

Conductoarele de aluminiu se execută numai în funie, neputîndu-se obţine sîrmă de aluminiu masivă cu o rezistenţă mecanică satisfăcătoare. Chiar la tipul în funie, rezistenţa mecanică a conductorului de aluminiu este

destul de scăzută, și anume 16-17 kg/mm². În afară de aceasta, acest conductor mai prezintă neajunsul unei rezistivități electrice cu 60% mai mare decît a conductorului de cupru.

Conductoarele de oțel-aluminiu sînt întrebuințate atunci cînd cele de aluminiu, de aceeași secțiune, nu prezintă o rezistență mecanică suficientă. Ele sînt executate dintr-un conductor central din funie de oțel (fig. 10-2 a), peste care se înfășoară, în formă de funie, firele de aluminiu. Miezul de oțel are o secțiune de 10-20% din secțiunea totală a conductorului și preia, în bună parte, eforturile mecanice ale acestuia. Partea conducătoare de curent a acestor conductoare o constituie firele de aluminiu, deoarece miezul de oțel, datorită conductibilității sale relativ reduse și a efectului pelicular, lasă să treacă numai o mică parte din curent. Miezul de oțel al acestor conductoare are o rezistență mecanică de circa 120 kg/mm².

Conductoarele de oțel se execută în aceleași condiții ca și cele de cupru, pentru secțiuni mici dintr-un singur conductor masiv, pentru secțiuni mai mari sub formă de conductoare în funie.

Secțiunile normalizate ale conductoarelor electrice sînt următoarele:

0,5 ; 0,75 ; 1 ; 1,5 ; 2,5 ; 4 ; 6 ; 10 ; 16 ; 25 ; 35 ; 50 ;

70 ; 95 ; 120 ; 150 ; 185 ; 240 ; 300 mm².

Clasificarea conductoarelor electrice neizolate este dată de STAS-ul 1530-50.

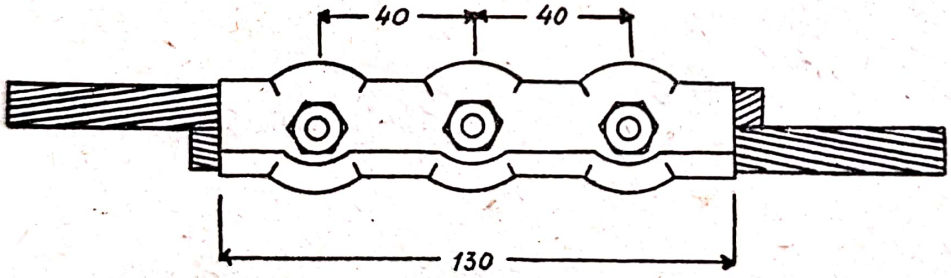


Fig. 10-3. Clemă de înădire din două piese, cu șuruburi de stingere

Legarea între ele a două capete de conductoare, în scopul de a asigura continuitatea mecanică și electrică necesară, se realizează cu ajutorul *clemelor de înădire* (fig. 10-3). O asemenea clemă constă dintr-un corp tubular, de secțiune plată, format dintr-o singură piesă sau din două, astfel dimensionat încît să poată intra în el cele două capete de legat. În corpul clemei sînt practicate două sau trei găuri, în dreptul cărora înălțimea secțiunii clemei este mărită în așa fel încît conductorul încovoiat să facă loc unui nit sau unui șurub prin care se realizează strîngerea. Clemele de înădire și niturile (în cazul clemelor dintr-o singură piesă) se fac din cupru cositorit. Șuruburile, care se utilizează la clemele din două piese, se fac din bronz sau din oțel zincat. Fig. 10-3 reprezintă o clemă de înădire din două piese, cu trei șuruburi de strîngere.

Pentru ramificări se utilizează *clemele de ramificare*, executate din aceleaşi materiale ca şi clemele de legătură. În fig. 10-4 este reprezentată o clemă de ramificare, compusă din două piese strînse pe conductoare prin două şuruburi de strîngere.

2) *Izolatoarele* au rolul de a împiedica trecerea curentului de la un conductor la celălalt sau între un conductor şi pămînt. Izolatoarele se execută din porţelan smălţuit. Forma şi dimensiunile lor se aleg astfel încît la tensiunile care intervin în exploatare să fie înlăturată orice descărcare electrică de la conductor la suportul său metalic, fie de-a lungul suprafeţei izolatorului — descărcare superficială —, fie prin masa izolatorului — străpungere.

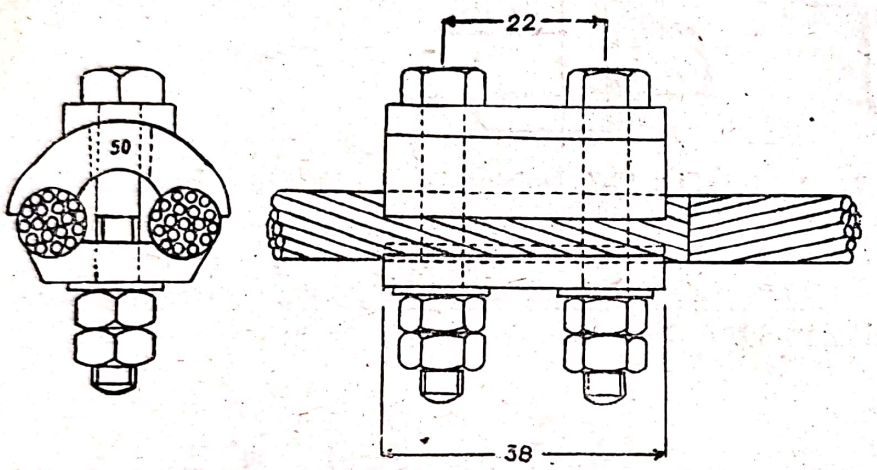


Fig. 10-4. Clemă de ramificare din două piese, cu şuruburi de strîngere

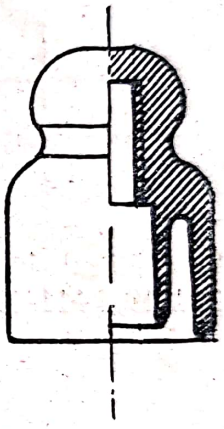


Fig. 10-5. Izolator suport tip telegraf

Izolatoarele conductelor aeriene pot fi *izolatoare suport* şi *izolatoare suspendate*. În reţelele de distribuţie se folosesc mai ales izolatoarele suport. Izolatoarele suspendate sînt întrebuinţate la transportul energiei sub tensiune foarte înaltă.

În reţelele de joasă tensiune pînă la 500 V se utilizează izolatoare tip telegraf (fig. 10-5) şi izolatoare tipul N (fig. 10-6). La punctele terminale ale liniilor şi la schimbările de direcţie mai mari de 25° se utilizează *izolatoare de întindere* (fig. 10-7). Dimensiunile şi greutăţile acestor izolatoare, în raport cu secţiunile conductoarelor respective, sînt date în STAS-ul 810-49 şi 665-49.

Pentru tensiuni de la 600 V pînă la 35 kV se întrebuinţează tipul de izolatoare din fig. 10-8, cunoscute sub numele de izolatoare *delta*. Aceste izolatoare se construiesc sub diferite dimensiuni, după tensiunea de serviciu a liniei.

Atît izolatoarele tip telegraf cît şi cele de tipul N şi tipul delta sînt izolatoare suport. Suporţii acestor izolatoare se confecţionează din fier şi pot avea forma curbă din fig. 10-9 şi în acest caz poartă numele de *suporţi curbi*, sau forma dreaptă din fig. 10-10, cînd se numesc *suporţi drepţi*. Suporţii curbi se fixează pe stîlpi de lemn sau pe ziduri cu filet pentru lemn

(tirfon) sau cu piuliță și rondelă (fig. 10-9). Suporții drepți se întrebuințează atunci cînd ei urmează să fie fixați pe o traversă de oțel U, fixată la rîndul său transversal pe vîrful stîlpului de lemn (fig. 10-11).

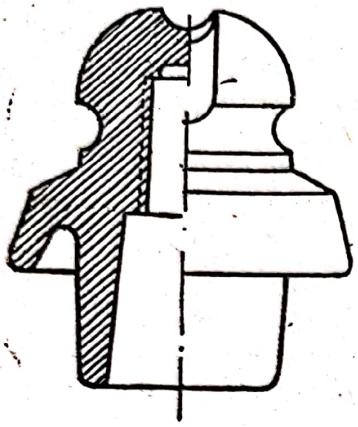


Fig. 10-6. Izolator suport tip N.

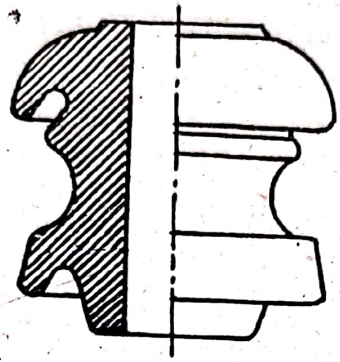


Fig. 10-7. Izolator de întindere

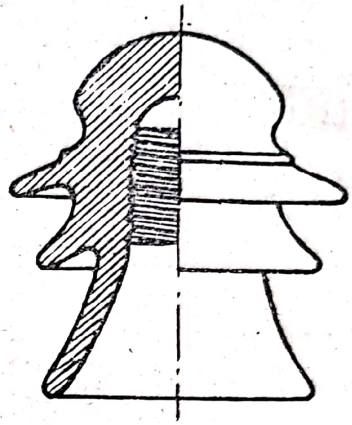


Fig. 10-8. Izolatoare delta

Dimensiunile suporților de izolatoare sînt fixate prin STAS-urile 349-49, 381-49, 411-49 și 412-49.

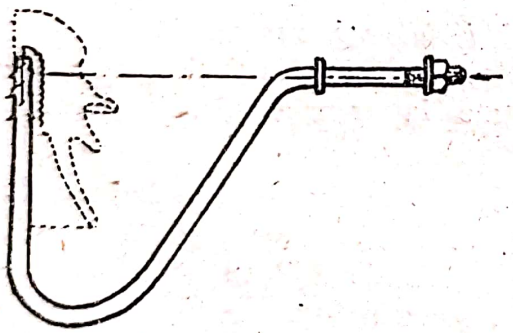


Fig. 10-9. Suport curb

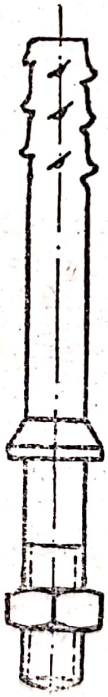


Fig. 10-10. Suport drept

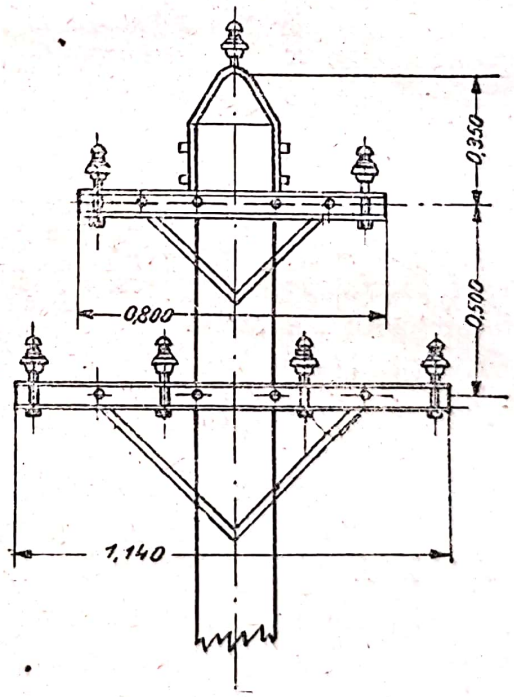


Fig. 10-11.

Pentru tensiuni foarte înalte, de la 60 kV în sus, folosite la transportul energiei electrice, se folosesc izolatoare *tije și calotă*, legate în lanț, care constituie tipul de *izolatoare suspendate*. Numărul de elemente care compun lanțul variază cu tensiunea de funcționare a liniei.

Un element de izolator tije şi calotă (fig. 10-12) se compune dintr-un taler de porţelan, care în partea superioară prezintă un călcîi, pe care se aplică o calotă metalică, din fontă maleabilă zincată la cald, fixată cu ciment sau cu plumb. Calota este prevăzută la partea de sus cu un lăcaş, care se numeşte nucă şi care serveşte la îmbinarea elementelor în lanţ.

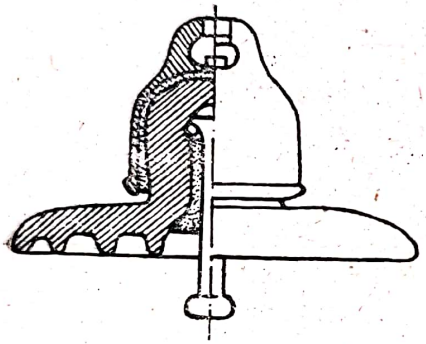


Fig. 10-12. Elemente de izolator cu tije şi calotă

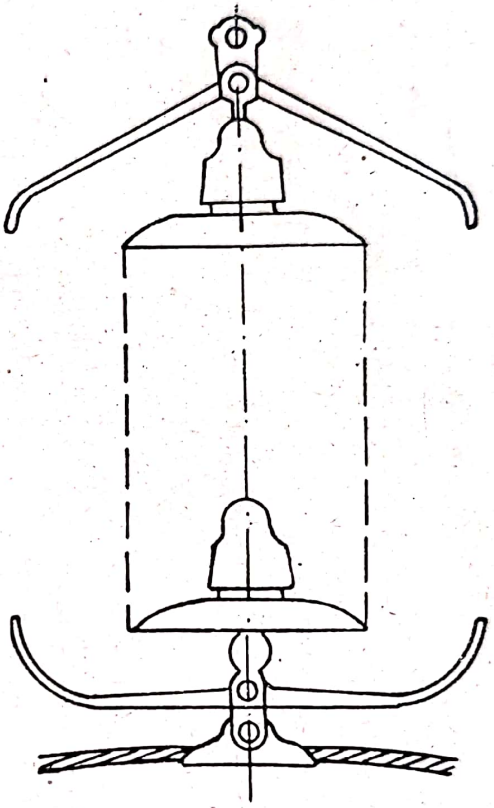


Fig. 10-13. Lanţ de elemente izolatoare articulate

În interiorul călcîiului se fixează, tot cu ciment sau cu plumb, o tije metalică de oţel, zincată la cald, care la partea sa inferioară se termină cu o sferă plată. Tija se sprijină pe pereţii interni ai călcîiului, prin intermediul unui inel metalic.

Legarea în lanţ a elementelor se obţine prin introducerea capătului inferior al tijei în lăcaşul de îmbinare al calotei elementului următor. Se realizează astfel un lanţ de elemente articulate

Partea superioară a lanţului este articulată de consola de susţinere a stîlpului, iar la partea inferioară se montează clema de susţinere a conductorului (fig. 10-13). La partea inferioară lanţul este prevăzut cu coarne de protecţie al căror scop este să asigure o distribuţie mai uniformă a tensiunii între elementele lanţului, micşorînd astfel solicitarea electrică a elementului de izolator de lîngă conductor, care altminteri ar fi mai solicitat decît restul elementelor.

3) *Stîlpii* servesc la susţinerea liniilor electrice aeriene. După materialul din care sînt executaţi, stîlpii pot fi: de lemn, metalici şi de beton armat.

Stîlpii de lemn sînt întrebuințați aproape exclusiv la liniile de joasă tensiune și foarte des la liniile de înalte tensiune, de 6-35 kV. La liniile de foarte înaltă tensiune, de la 60 kV în sus, stîlpii de lemn sînt utilizați rar. În U.R.S.S. s-au folosit stîlpi de lemn chiar pentru linii de 110 kV.

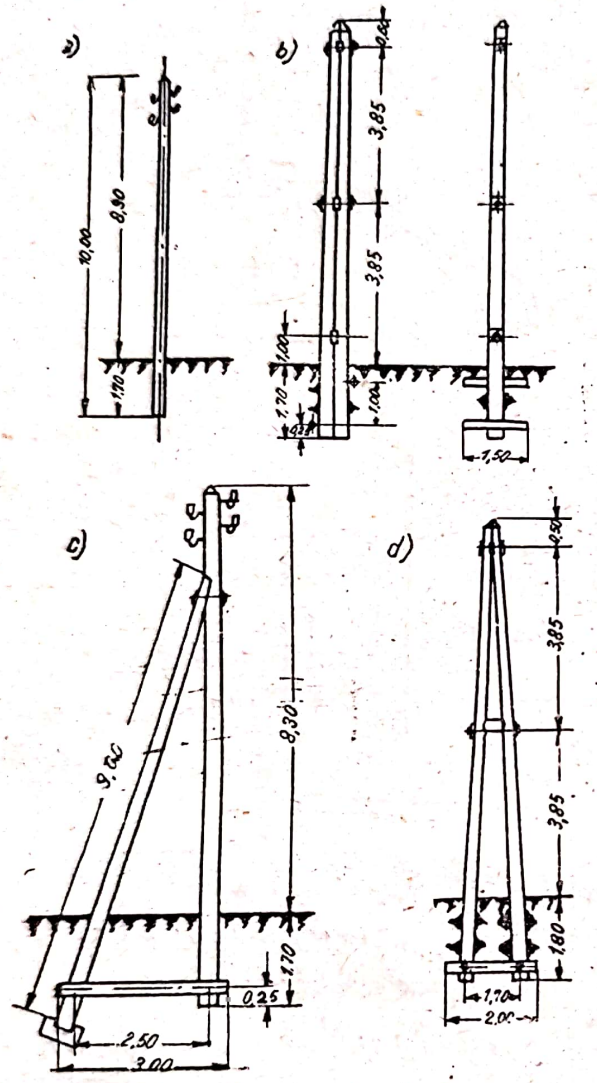


Fig. 10-14. Stîlpi de lemn: *a*) stîlpi de susținere simpli; *b*) idem, dubli; *c*) stîlpi proptiți (de col sau terminale); *d*) stîlpi în A

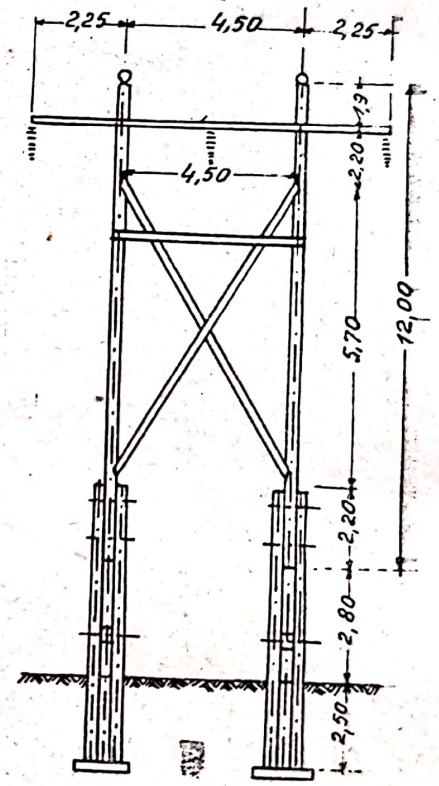


Fig. 10-15. Stîlpi portali

Ca esență de lemn se folosește molidul și, în lipsa acestuia, bradul. În regiunile în care aceste esențe lipsesc, se utilizează stejarul sau salcîmul.

Pentru a rezista contra putrezirii, stîlpii de lemn destinați liniilor aeriene trebuie impregnați, operație care constă în introducerea unor substanțe chimice în țesutul lemnului. Se utilizează, în acest scop, substanțe minerale, precum sulfatul de zinc, clorura de zinc, florura de sodiu, biclorura de mercur și substanțe organice, între care uleiuri de creuzot, produse obținute prin distilarea gudronului de huilă sau de lemn etc.

Ca formă, stîlpii de lemn pot fi simpli (fig. 10-14 a) sau dubli, legați între ei prin buloane (fig. 10-14 b), cînd sînt folosiți numai ca stîlpi de susținere, proptiți (fig. 10-14 c), adică formați dintr-un picior vertical și un

picior înclinat, cînd stîlpul este folosit ca stîlp de colț sau ca stîlp de capăt (stîlp terminal), sau în formă de A (fig. 10-14 d) prevăzut cu două picioare egal înclinate față de verticală, cînd este folosit ca stîlp de întindere sau ca stîlp de susținere. Cînd stîlpii de lemn servesc la linii de înaltă tensiune, cu lanțuri de izolatoare, se întrebuințează *stîlpii portali* (fig. 10-15).

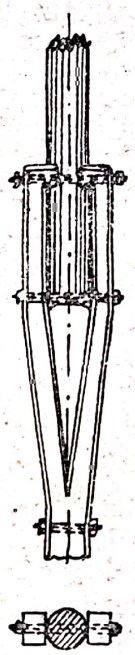


Fig. 10-16. Soclu de beton

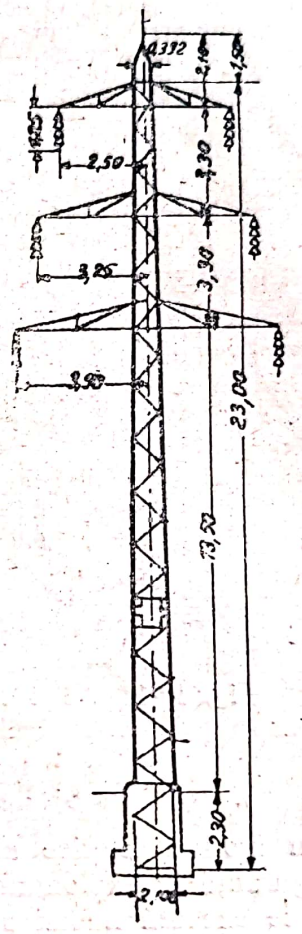


Fig. 10-17. Stîlp metalic cu zăbrele

Pentru a proteja stîlpii de lemn contra putrezirii, se folosesc uneori socluri din beton armat (fig. 10-16). În acest caz, stîlpul fixat de soclu se găsește în întregime în aer, fiind astfel ferit de umezeala pămîntului.

Stîlpii metalici în zăbrele sînt utilizați pentru linii de înaltă tensiune, de la 60 kV în sus. Ei au o formă de prizmă cu secția pătrată sau dreptunghiulară (fig. 10-17).

Stîlpii metalici sînt încastrați la bază într-un bloc de fundație, îngropat în pămînt.

Stîlpii de beton armat se utilizează în special pentru linii pînă la 15 kV. Ei sînt compuși dintr-o armătură de fier, încastrată complet într-o masă de beton, căreia i se dă forma stîlpului. Sînt mai grei decît stîlpii de lemn, sau decît aceia de oțel și necesită o grijă specială la transport, pentru a se evita crăpăturile. În schimb, atîta timp cît fierul este acoperit de beton, stîlpul nu necesită nici o măsură de protecție

În fig. 10-18 a este reprezentat un stîlp de beton, cu secțiunea în dublu T, iar în fig. 10-18 b un stîlp de beton rotund.

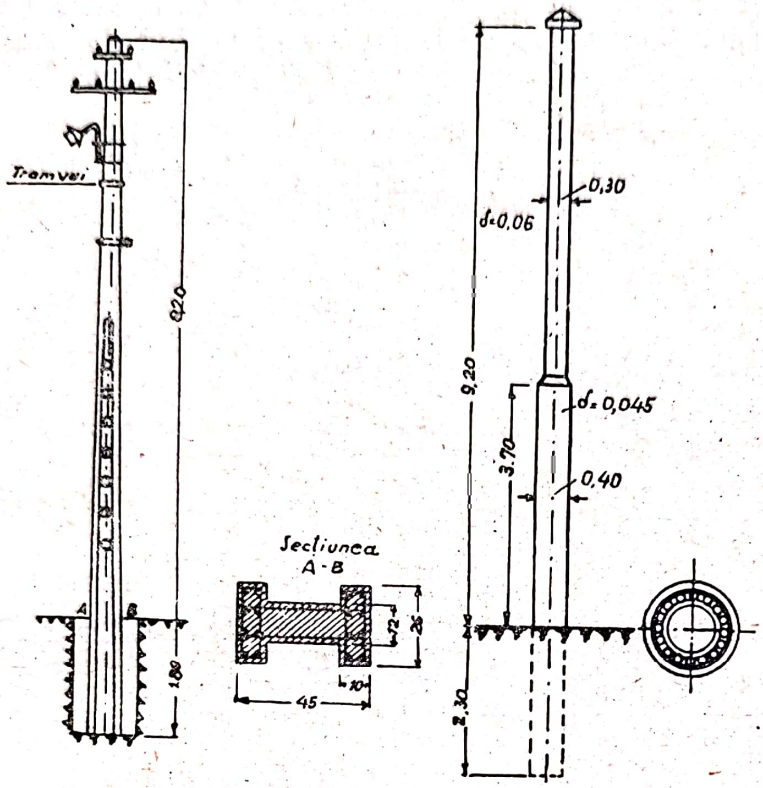


Fig. 10-18. Stîlpi de beton armat: *a*) în dublu T; *b*) rotund

b) Rețelele subterane

Atît din motive estetice cît și datorită faptului că rețelele subterane prezintă o siguranță în exploatare mai mare, rețelele de distribuție în centrele mari urbane se execută numai subteran.

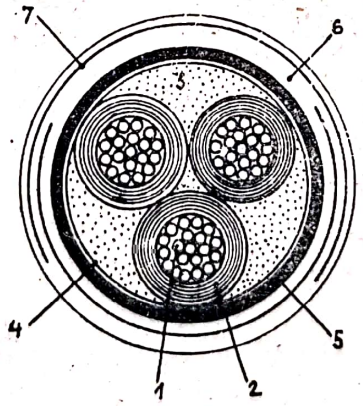


Fig. 10-19. Secțiunea unui cablu trifazat cu montă de plumb și izolație de hîrtie

Asemenea rețele utilizează cabluri electrice, prevăzute cu unul sau mai multe conductoare izolate cu hîrtie și protejate cu manta de plumb. Aceste

cabluri se execută pentru tensiuni normale de 1, 6 și 15 kV și au o construcție identică, diferind între ele numai în ce privește grosimea izolației.

În fig. 10-19 este reprezentată secțiunea unui cablu trifazat cu manta de plumb și izolație de hîrtie. Cu 1 sînt notate cele trei conductoare (faze) ale cablului, fiecare format din mai multe fire răsucite împreună (conductoare-funie). Conductoarele sînt izolate, fiecare în parte, cu mai multe straturi de hîrtie celuloză uleiată, notată în figură cu 2. Grosimea acestei izolații variază în raport cu tensiunea nominală a cablului. Golurile din mijloc și din exterior, rămase între conductoarele izolate, sînt umplute cu sfoară de hîrtie sau de iută, îmbibată în ulei de cablu. Acest buraj este notat cu 3. Se obține astfel un ansamblu de secțiune circulară, peste care se aplică o nouă izolație, formată din mai multe straturi de hîrtie uleiată, notate cu 4, care constituie izolația de centură. Rolul acestei izolații este să mărească rezistența de izolație dintre fiecare conductor electric și învelișul de plumb. Peste izolația de centură se aplică o cămașe de plumb, notată cu 5, care se trage cu o presă specială, în așa fel ca plumbul să fie lipsit de pori. Cămașa de plumb protejează cablul contra umezelii. Pentru a feri plumbul de atacul agenților chimici, cămașa de plumb este protejată prin straturi de hîrtie îmbibată cu o soluție pe bază de gudron sau bitum, și un strat de iută, îmbibată în aceeași soluție. Această protecție este notată cu 6.

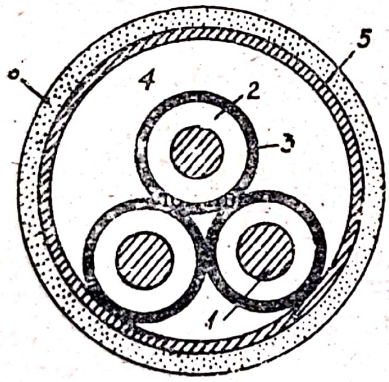


Fig. 10-20. Cabluri cu ulei sub presiune

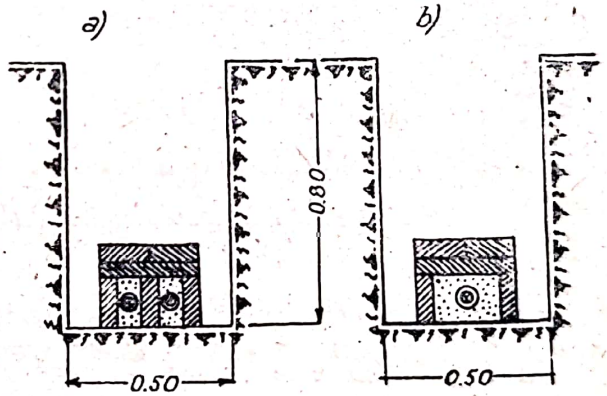


Fig. 10-21. Așezarea cablurilor îngropate

Ca protecție contra loviturilor mecanice, cablul este apoi învelit într-o armătură constituită dintr-o dublă bandă elicoidală de fier, notată cu 7, peste care se mai înfășoară un strat de iută îmbibată cu masă de bitum sau gudron, notată cu 8, care ferește armătura de fier de acțiunea agenților chimici.

La cablurile pentru tensiuni înalte, de la 15 pînă la 60 kV, deasupra izolației fiecărui conductor se aplică un strat subțire de hîrtie metalizată perforată, pentru ca materia impregnată să poată pătrunde în interior.

Cablurile electrice pentru tensiuni foarte înalte, de la 60 pînă la 220 kV se execută sub forma de cabluri cu un singur conductor, izolate numai cu hîrtie impregnată și puse cîte două sau trei într-un tub de oțel, care conține ulei sub presiune. Un asemenea cablu este arătat în fig. 10-20, în care 1 reprezintă conductorul, 2 izolația, 3 mantaua de plumb, 4 uleiul sub presiune, 5 tubul de oțel, 6 protecția contra coroziunii tubului.

Cablurile se așază în pămînt, în șanțuri speciale. În instalațiile obișnuite, după așezare cablul se protejează cu două rînduri de cărămizi, așezate pe muchie de o parte și de alta a cablului, formînd un canal care se umple cu nisip și care se acoperă apoi cu alte două rînduri de cărămizi, puse una peste alta așa fel încît să nu le corespundă rosturile (fig. 10-21 a și b). Șanțul cablului se umple apoi cu pămînt pînă la nivelul solului.

În interiorul clădirilor, cablurile se așază în canale amenajate în podea sau sînt fixate de pereți sau suspendate de plafonul clădirii, cum se arată în fig. 10-22.

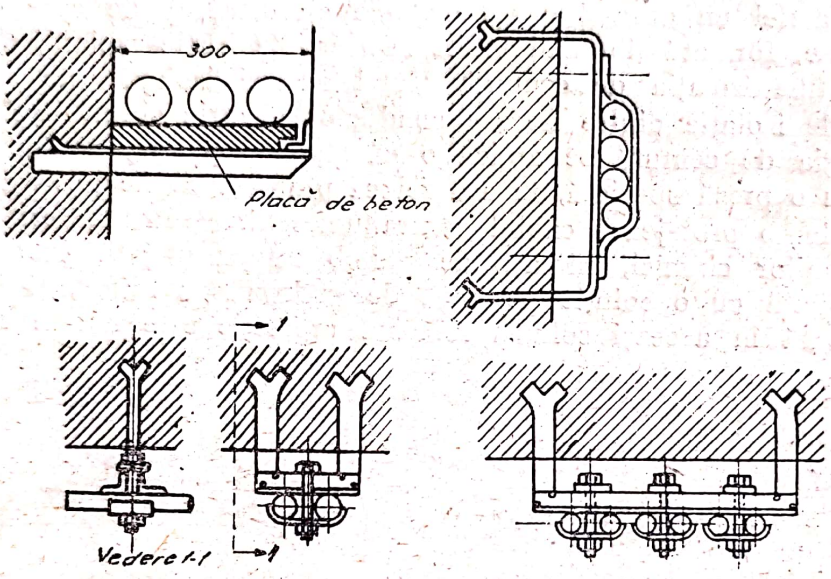


Fig. 10-22. Așezarea cablurilor în interiorul clădirilor

Pentru înădirea cablurilor și pentru executarea derivațiilor se folosesc manșoane de fontă, de plumb și de fontă cu căptușeală de plumb.

În fig. 10-23 este arătat un *manșon de derivație*, fără căptușeală de plumb, pentru tensiuni pînă la 6 000 V. Manșonul este reprezentat cu capacul

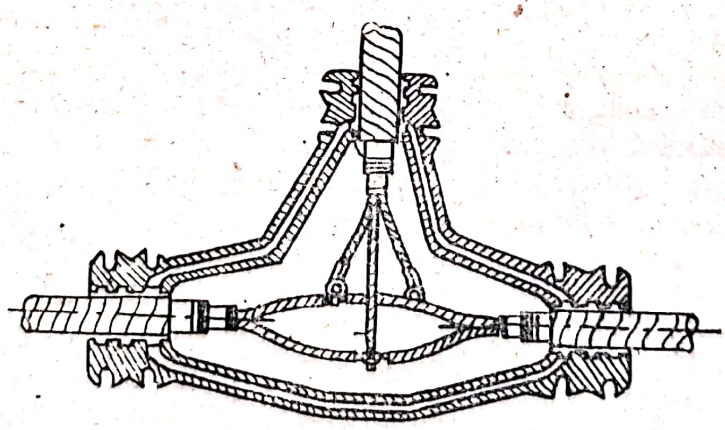


Fig. 10-23. Manșon de derivație din fontă

ridicat, pentru a se vedea legăturile dintre capetele cablurilor înădite. După executarea legăturilor, golul dintre conductoare și manșon este umplut cu

un material izolant, un produs bitumos sau de gudron, care se toarnă în manşon în stare lichidă şi care, prin răcire, se solidifică.

În fig. 10-24 se arată un *manşon terminal*, care leagă un cablu cu o reţea aeriană sau cu o instalaţie interioară de înaltă tensiune.

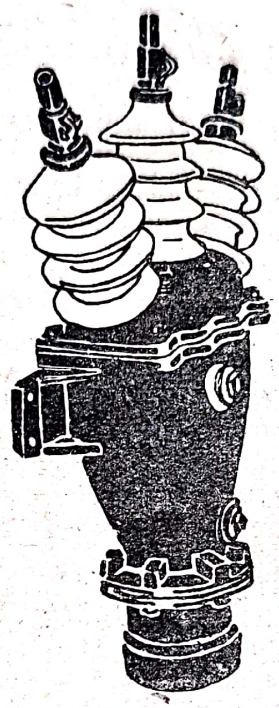


Fig. 10-24. Manşon terminal

c) Instalaţiile interioare

1) *Materiale utilizate.* Instalaţiile interioare se execută din conductoare izolate în cauciuc, compuse dintr-o singură vînă conductoare (conductoare simple) sau mai multe vine conductoare, izolate între ele (conductoare multiple), şi din cordoane.

Conductoarele izolate simple constau din vîna conductoare, din cupru zincat, îmbrăcată cu o cămaşă de cauciuc vulcanizat, peste care se înfăşoară o bandă cauciucată şi apoi un înveliş de bumbac impregnat. La conductoarele multiple, acest din urmă înveliş acoperă întregul grup de conductoare de cupru.

Cordoanele sînt conductoare flexibile, în care vîna de metal este formată dintr-un număr foarte mare de fire subţiri de cupru (liţă). Asemenea cordoane se compun din două sau trei conductoare flexibile cablate împreună şi sînt utilizate în instalaţiile interioare mobile, pentru tensiuni pînă la 220 V.

În cazul conductoarelor multiple, fiecare conductor simplu trebuie să se deosebească printr-o anumită culoare şi anume:

2 fire: cenuşiu-negru;

3 fire: cenuşiu-negru-roşu;

4 fire: cenuşiu-negru-roşu-albastru.

Culoarea cenuşie este consacrată firului neutru.

Tipurile conductoarelor izolate, în ce privește protecția și izolația, sînt foarte diferite, după natura folosirii lor și după tipul instalației electrice. Secțiunile lor normale și condițiunile generale pe care trebuie să le îndeplinească sînt fixate prin STAS-ul 1724-53.

Pentru izolarea și protecția conductoarelor electrice se utilizează:

a) *Tuburi izolante ușor protejate (IP)* STAS 546-49, cunoscute în trecut sub numele de *tuburi Bergman*. Aceste tuburi sînt confecționate din hîrtie sau din carton de celuloză, care se impregnează cu bitum și sînt protejate cu o manta de tablă subțire de oțel, plumbuită, de 0,15-0,22 mm grosime, încheiată prin fălțuire.

Tuburile Bergman se utilizează la instalațiile pînă la 1 kV, executate aparent sau sub tencuială. Ele se confecționează cu diametre variate, după secțiunile conductoarelor utilizate. Conductoarele sînt introduse în tuburi, după ce acestea au fost montate pe ziduri și plafoane și acoperite cu tencuială (la tuburile sub tencuială).

Îmbinarea tuburilor Bergman se face cu manșoane din bandă de oțel laminată la rece și plumbuită. Coturile se obțin prin îndoirea tuburilor, cu ajutorul unui clește special. Cutiile de ramificație (derivație) pot fi rotunde (fig. 10-25) sau dreptunghiulare.

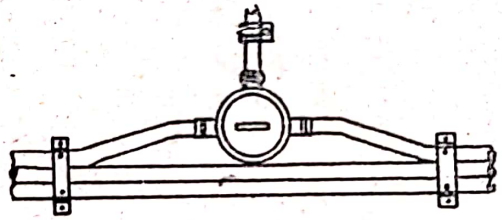


Fig. 10-25. Punct de ramificație al unei instalații cu tuburi Bergman

b) *Tuburi de protecție (P)* STAS 547-49, confecționate din tablă de oțel lăcuită în interior și exterior, avînd marginile cusăturii petrecute. Aceste tuburi erau cunoscute în trecut sub numele de *tuburi Peschel*. Ele pot fi folosite atît ca tuburi de protecție în instalații aparente în camere uscate, cît și pentru coloane de distribuție sau de branșamente, în instalații interioare. Coturile acestor tuburi constituie piese separate, și se execută din același material ca și tuburile.

c) *Tuburi izolante de protecție etanșe (IPE)* STAS 548-49, cunoscute în trecut sub numele de *tuburi Panzer*. Asemenea tuburi sînt utilizate în instalațiile electrice interioare și exterioare supuse solicitărilor mecanice, în încăperile umede sau cu abur și în locurile cu pericol de explozie sau incendiu. Ele pot fi montate aparent sau sub tencuială. Grosimea pereților acestor tuburi este de cel puțin 2,5 mm.

Tubul Panzer este confecționat din bandă de oțel laminată la rece. El este încheiat de-a lungul generatoarei printr-o sudură uniformă sau este tras la rece. În interior, tubul poartă o căptușeală izolatoare din hîrtie sau carton impregnat cu bitumen.

Tuburile Panzer au la capete un filet special, exterior. Manșoanele de îmbinare se execută cu un diametru ceva mai mare și au la capete un filet interior, care corespunde filetului exterior al tuburilor.

d) *Tuburi de protecţie etanşe*, cunoscute sub denumirea de *tuburi de oţel*, sudate sau trase, prevăzute la ambele capete, la exterior, cu filet special. Tuburile de protecţie se montează numai aparent.

2) *Noţiuni constructive*. O instalaţie de utilizare, racordată la o reţea de distribuţie, cuprinde două părţi:

a) *racordul cu reţeaua*, care constituie instalaţia de legătură de la reţea pînă la contorul de măsură a energiei furnizate; şi

b) *instalaţia interioară*, de la contorul de energie la aparatele de utilizare.

Racordul se execută numai de către întreprinderile pentru distribuţia energiei electrice şi rămîne proprietatea acestora. El cuprinde o porţiune exterioară, de la reţea pînă la imobil, executată cu cablu, în cazul reţelelor subterane (fig. 10-26), şi cu conductoare aeriene, în cazul reţelelor aeriene (fig. 10-27).

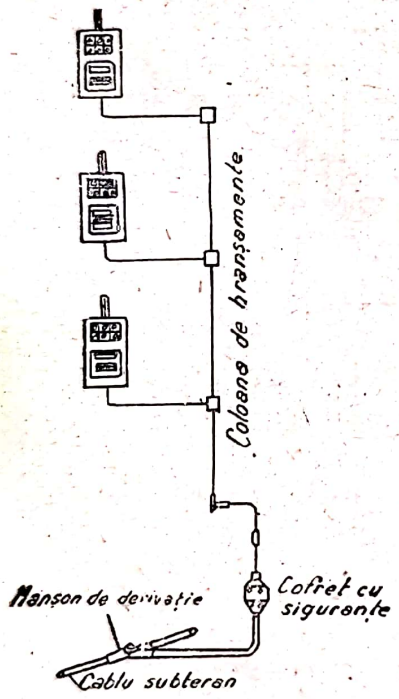


Fig. 10-26. Racord la reţeaua subterană de distribuţie

Fig. 10-27. Racord la reţeaua aeriană de distribuţie

În locul în care racordul pătrunde în imobil, se instalează un *cofret*, care conţine siguranţele generale ale racordului. Aceste siguranţe nu pot fi montate şi schimbate decît de agenţii întreprinderii de distribuţie.

Restul racordului, de la cofret pînă la contor, se execută din conductoare izolate, montate în tuburi de oţel Peschel sau Panzer, aşezate aparent.

Dacă imobilul cuprinde mai multe apartamente, racordul dispune de o coloană principală, numită *coloană de branşamente*, de la care pornesc derivaţii, prevăzute cu siguranţe principale, pentru fiecare contor de apartament.

Instalațiile interioare se împart în instalații de lumină, care alimentează numai lămpile și în instalații de forță, care alimentează motoarele și alte receptoare de natură industrială.

Lămpile constituind receptoare monofazate, se montează în circuite monofazate, de regulă între o fază și neutru, un circuit cuprinzînd cîte 10-12 lămpi, așa fel încît curentul în circuit să nu depășească valorile siguranțelor normale: 6 A și, în cazuri speciale, 10 A pe circuit.

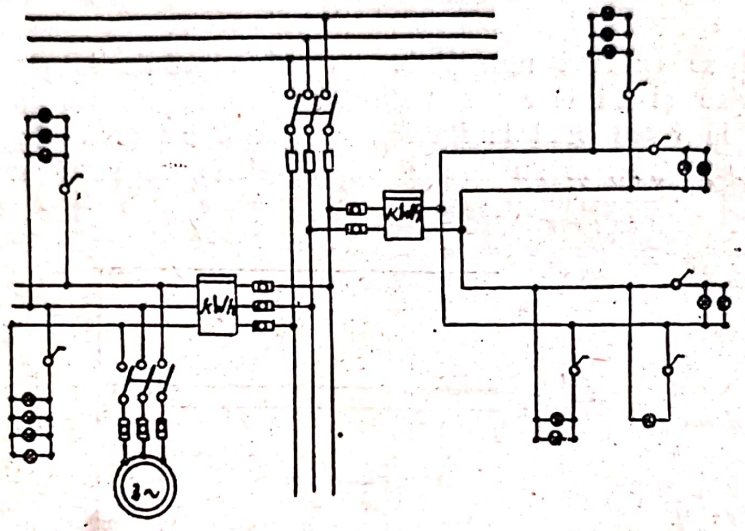


Fig. 10-28. Schemă electrică bi- și trifilară

Cînd numărul lămpilor este mai mare, ele se împart pe mai multe circuite, alimentate de o singură fază pînă la 1,5 kW, de două faze pînă la 3 kW și de toate fazele pentru puteri mai mari.

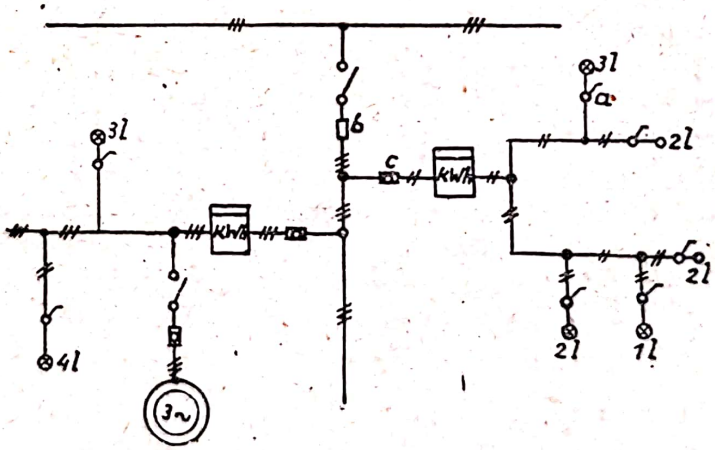


Fig. 10-29. Schemă electrică monofilară

Circuitele instalațiilor de iluminat pornesc de la un *tablou de siguranțe*, prevăzut cu cîte două siguranțe pentru fiecare circuit, dimensionate după curentul maxim și secțiunea conductoarelor circuitului.

Instalațiile de forță se montează pe circuite speciale de forță, independente de cele de lumină. Un asemenea circuit poate cuprinde o serie de motoare mici sau poate alimenta numai un singur motor mai mare. În

reţelele trifazate, aceste circuite se fac întotdeauna în trifazat, fără fir neutru. Protecţia lor se asigură, în cazul sarcinilor mici şi mijlocii, prin siguranţe, iar în cazul sarcinilor mari, prin relee de protecţie (vezi paragraf. 6-4 b).

Pentru a se simplifica executarea schemelor şi pentru a se uşura citirea lor, schemele bi şi trifazate se execută în aşa numita execuţie monofilară, adică, în locul celor două sau trei conductoare, se leagă între ele aparatele printr-o singură linie, tăiată uneori de 2 sau 3 liniuţe, care indică numărul real de conductoare ale circuitului respectiv. Un exemplu de astfel de schemă simplificată este dată în fig. 10-29, care reprezintă, în execuţie monofilară, schema bi- şi trifilară din fig. 10-28.

10-3. Staţii de transformare

Staţiile de transformare ale reţelelor de distribuţie servesc pentru coborîrea tensiunii înalte a reţelei de alimentare la tensiunea joasă a reţelei de distribuţie sau la tensiunea de alimentare a întreprinderilor industriale.

La distribuţiile urbane, asemenea substaţii se instalează, în cartierele periferice, în cabine speciale de tablă sau de zid; în cartierele centrale, în cabine subterane; în întreprinderile mai importante, în încăperi zidite, special amenajate, şi în reţelele rurale, pe stîlpi, în aer liber.

O staţie de transformare cuprinde, în afară de transformatorul sau transformatoarele respective, aparatura de manevră, control, măsură şi protecţie necesară funcţionării sale: separatoare, întrerupătoare în ulei, siguranţe, bare colectoare, aparate de măsură etc

Gradul în care staţiunea este prevăzută cu asemenea aparate depinde de tensiunea înaltă transformată şi de puterea staţiei respective. Staţiile puternice de alimentare ale marilor întreprinderi industriale dispun de un aparataj complex, în vreme ce staţiile de alimentare ale reţelelor de distribuţie urbane sau rurale (cabinele de deasupra solului şi cele subterane, precum şi posturile de transformare pe stîlpi), care conţin de regulă 1 sau cel mult 2 transformatoare şi servesc în general distribuţiei luminii la micii consumatori, au un aparataj redus.

În fig. 10-30 este reprezentată schema unei staţii de transformare, cu două transformatoare: unul pentru forţă, celălalt pentru lumină. O asemenea separaţie a distribuţiei de lumină de aceea de forţă este recomandată, în special, la distribuţiile de forţă care conţin motoare puternice, cu rotorul în scurtcircuit; cu o alimentare mixtă, prin transformatoare comune, într-o asemenea distribuţie s-ar produce variaţii sensibile, supărătoare la ochi, a intensităţii luminoase a lămpilor, din cauza căderilor de tensiune provocate de curenţii mari de pornire ai motoarelor.

În schema de mai sus, transformatoarele sînt legate la barele de înaltă tensiune prin separatoare şi prin întrerupătoare automate în ulei. La barele de joasă tensiune, transformatoarele sînt legate prin întrerupătoare cu pîrghie. Schema prevede o alimentare de rezervă a reţelei de iluminat a barelor de joasă tensiune, de la o staţie vecină, în cazul unei avarii sau în cazul reparaţiei transformatorului de iluminat.

Contoarele de energie sînt instalate pe partea de înaltă tensiune a staţiei şi sînt alimentate prin transformatoare de tensiune şi de intensitate. În modul acesta, ele înregistrează şi pierderile în transformatoare.

188

Scanned with OKEN Scanner

Pentru tarifarea energiei reactive, în circuitul de înaltă tensiune a transformatorului de forță este montat și un contor de energie reactivă, care înregistrează kilovar-orele consumate.

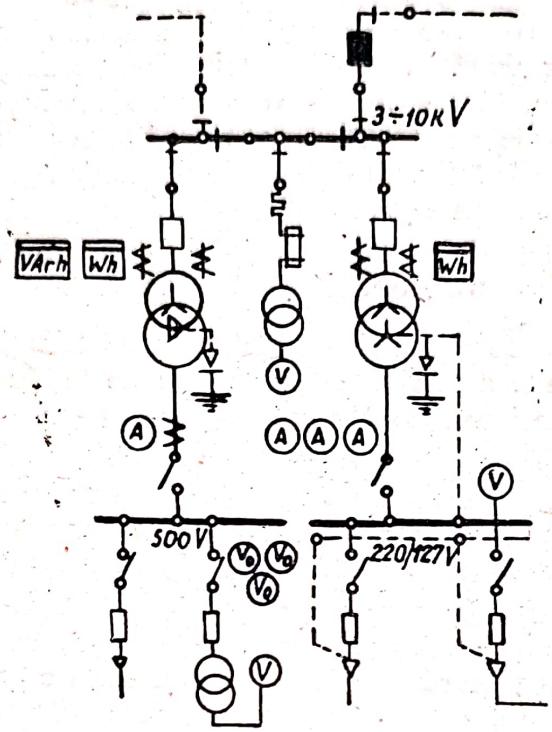


Fig. 10-30. Schema unei stații de transformare cu două transformatoare

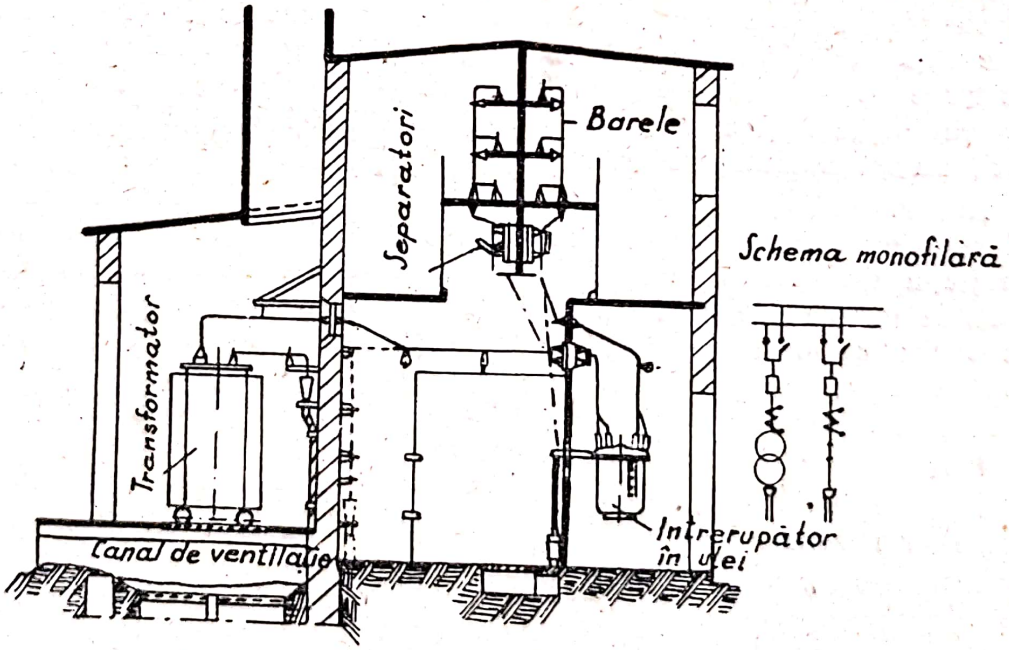


Fig. 10-31. Secțiunea unei stații de transformare

Transformatorul trifazat de tensiune este prevăzut cu separatoare și protejat cu siguranțe fuzibile. Sînt prevăzute voltmetre pentru controlul ten-

siunii pe toate barele de tensiune. În afară de aceste voltmetre, sînt prevăzute 3 voltmetre, notate în fig. 10-30 cu V_0, care servesc pentru controlul izolației rețelei de forță.

Pe joasa tensiune a transformatorului de lumină sînt prevăzute ampermetre pe fiecare fază, pentru controlul încărcării simetrice a fazelor. În fig. 10-31, este reprezentată secțiunea unei stații de transformare, executată prin camera transformatorului și prin celula întrerupătorului cu ulei respectiv.

Întrerupătorul cu ulei este instalat într-o celulă separată, pentru ca în caz de explozie a întrerupătorului și de aprindere a uleiului din vasul acestuia, aparatul să fie izolat de restul instalațiilor stației.

Camera în care se așază transformatorul este prevăzută cu o ventilație activă. În acest scop, printr-un canal amenajat în pardoseala camerii, se aduce aer rece din exterior, iar aerul încălzit de transformator este evacuat printr-un coș de ventilație, amenajat în acoperișul clădirii.

Stațiile coborîtoare importante, care depășesc 35 kV și care, de regulă, alimentează rețeaua de alimentare cu tensiune înaltă, se construiesc, cel mai adesea, în aer liber.

Buna funcționare a unei stații de transformare este condiționată, între altele, de o bună calitate a uleiului utilizat în transformatoare și în întrerupătoarele în ulei. Într-adevăr, se știe că pentru a corespunde cerințelor exploatării, un bun ulei trebuie să fie lipsit de umiditate și de impurități. Prin contactul cu aerul, uleiul absoarbe umiditatea, se oxidează, devine impur, ceea ce îi scade proprietățile sale dielectrice, iar acizii care se formează, în special la funcționarea întrerupătoarelor, atacă materialele izolante. Din această cauză, uleiul transformatoarelor trebuie verificat în mod periodic, prin probe care se iau din cuvele transformatoarelor și ale întrerupătoarelor în ulei.

La transformatoarele de 2-20 kV, în exploatare continuă, luarea probelor se face odată pe an la unitățile cu răcire naturală, și de 2 ori pe an pentru celelalte moduri de răcire. La întrerupătoarele cu ulei pentru tensiuni pînă la 20 kV, probele se iau odată pe an și în afară de aceasta, la prima posibilitate după fiecare trei declanșări automate.

Probele de ulei se iau de la fundul cuvelor și numai în zilele cînd aerul nu este prea umed. Dacă rigiditatea dielectrică a uleiului a scăzut sub 80 kV/cm, se impune curățirea și, eventual, regenerarea lui.

10-4. Considerațiuni generale asupra calculului unei rețele electrice

Alegerea secțiunii conductoarelor unei rețele depinde de următorii factori:

a) căderea de tensiune maximă, ținînd seama de o anumită elasticitate a instalației;

b) încălzirea admisibilă;

c) utilizarea rețelei din punct de vedere economic;

d) soliditatea mecanică.

În cele ce urmează ne vom limita la studiul primei din aceste condiții, deoarece, la încărcările admisibile în amperi prescrise de norme pentru secțiunile normalizate de conductoare protecția la încălzire este asigurată, iar cerințele economice și mecanice ies din cadrul acestei lucrări.

Scanned with OKEN Scanner

Receptoarele de energie se construiesc pentru o anumită tensiune (tensiunea nominală de funcționare) și orice variație a tensiunii de alimentare influențează în mod nefavorabil funcționarea lor.

Variația de tensiune la bornele receptoarelor se produce din cauza căderii ohmice de tensiune în conductoarele parcurse de curent continuu și din cauza căderii ohmice și reactive de tensiune în conductoarele parcurse de curent alternativ. Valorile acestor căderi de tensiune cresc cu sarcina rețelei.

Căderea de tensiune într-o porțiune oarecare de rețea este dată de diferența aritmetică dintre tensiunea la începutul și la sfîrșitul acelei porțiuni. De pildă, în curent continuu, dacă notăm cu U_1 tensiunea la începutul porțiunii și cu U_2 tensiunea la sfîrșitul ei, căderea de tensiune ΔU este dată de relația

$$\Delta U = U_1 - U_2 = r I, \tag{10-1}$$

în care r este rezistența porțiunii de circuit și I curentul care trece prin ea.

Se numește *cădere relativă de tensiune* și se notează cu ε, raportul procentual dintre căderea de tensiune ΔU și tensiunea nominală U_n a rețelei, adică

$$\varepsilon = \frac{\Delta U \cdot 100}{U_n} (\%) \cdot \tag{10-2}$$

În calculul rețelelor se admit următoarele căderi relative de tensiune, după natura rețelei respective:

1) rețele de distribuție de iluminat (exclusiv instalații interioare din fabrici și locuințe), $\varepsilon = 3\text{-}5\,\%$;

2) instalații interioare de iluminat, $\varepsilon = 1\text{-}3\,\%$;

3) rețele de distribuție de forță (exclusiv instalațiile interioare din uzini și fabrici), $\varepsilon = 5\text{-}6\,\%$;

4) instalații de forță în interiorul uzinelor și fabricilor, $\varepsilon = 4\text{-}6\,\%$;

5) rețele de distribuție cu sarcină mixtă (exclusiv instalațiile interioare), $\varepsilon = 4\text{-}6\,\%$;

6) rețele de alimentare, $\varepsilon = 5\text{-}10\,\%$.

Un calcul economic aplicat rețelelor de distribuție (rețelelor de joasă tensiune), ne-ar conduce la concluzia că cheltuielile minime anuale (cheltuielile rezultînd din energia pierdută în conductoare și din amortizări) ar fi atinse pentru un ε cuprins între 15 și 20%. Pentru considerațiile arătate mai sus, acest criteriu nu poate fi luat însă în considerație în calculul rețelelor de distribuție.

10-5. Calculul rețelelor de distribuție de curent continuu

Vom considera mai întîi cazul liniilor simple, alimentate pe la un capăt (o singură sursă) și apoi cazul liniilor alimentate pe la ambele capete.

a) Circuit alimentat pe la un capăt, cu o singură sarcină concentrată

Să presupunem un generator electric care alimentează un grup de lămpi cu incandescență situate la o distanță L de generator. În fig. 10-32 *a* este reprezentată schema bifilară iar în fig. 10-32 *b* schema monofilară a acestui circuit.

Conform relației (10-1), căderea ohmică de tensiune este

$$\Delta U = r I ,$$

în care $r = \varrho \frac{2L}{s}$ reprezintă rezistența ambelor conductoare (de ducere și de întoarcere) ale liniei. Rezultă pentru pierderea de tensiune

$$\Delta U = \varrho \frac{2L}{s} I ; \qquad (10\text{-}2)$$

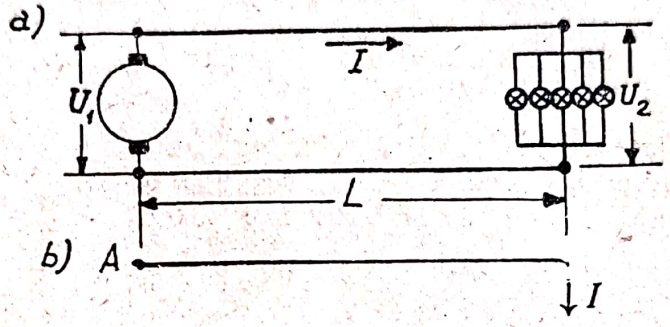


Fig. 10-32. Schema circuitului alimentat pe la un capăt, cu o singură sarcină concentrată

de unde se obține secțiunea conductorului

$$s = \varrho \frac{2L}{\Delta U} I . \qquad (10\text{-}4)$$

Fixîndu-se căderea procentuală de tensiune ε, rezultă din relația (10-2) că

$$\Delta U = \frac{\varepsilon \cdot U_n}{100} ,$$

și formula (10-4) devine

$$s = \varrho \frac{2L \cdot 100}{\varepsilon \cdot U_n} I . \qquad (10\text{-}5)$$

Dacă în loc de curent se cunoaște puterea P în kW consumată de receptor, rezultă

$$I = \frac{P \cdot 10^3}{U_n}$$

și relația (10-5) devine

$$s = \varrho \frac{2L \cdot P \cdot 10^5}{\varepsilon U_n^2} . \qquad (10\text{-}6)$$

Din ultima relație se poate trage următoarea concluzie foarte importantă: *pentru aceeași putere transportată, secțiunea conductorului este invers proporțională cu patratul tensiunii.*

Scanned with OKEN Scanner

În toate relațiile de mai sus, lungimea L se măsoară în metri, secțiunea s în mm² iar rezistivitatea ϱ se ia în $\Omega \cdot \frac{mm^2}{m}$. Pentru cupru $\varrho = \frac{1}{57}$.

Se alege apoi pentru linie o secțiune normalizată, de obicei cea imediat superioară secțiunilor calculate cu formula (10-5) sau (10-6).

Exemplul 10-1. Să se determine secțiunea conductoarelor de cupru care alimentează un grup de receptoare de lumină, de 20 kW, la o distanță de 50 m, sub o tensiune de curent continuu de 220 V. Căderea de tensiune procentuală este $\varepsilon = 3\%$. Instalația este exterioară.

Soluția: Se aplică formula (10-6) și se obține

$$s = \frac{1}{57} \cdot \frac{2 \cdot 50 \cdot 20 \cdot 10^3}{3 \cdot 220^2} = 24{,}15 \text{ mm}^2 .$$

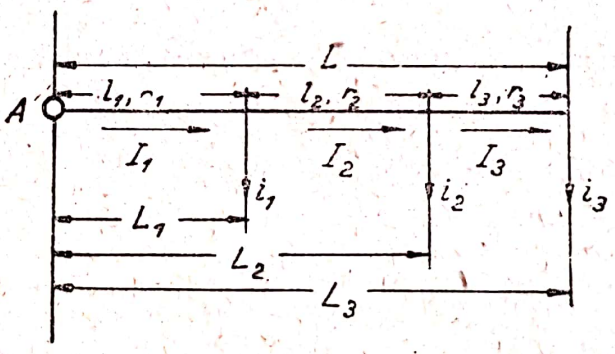
Secțiunea normalizată imediat superioară este de 25 mm². Normele prevăd pentru un conductor de această secțiune o încărcare admisibilă de 125 A. Încărcarea instalației de mai sus este

$$I = \frac{P \cdot 10^2}{220} = \frac{20000}{220} \simeq 90 A ,$$

deci secțiunea aleasă satisface și această cerință.

b) Circuit alimentat pe la un capăt, avînd mai multe sarcini distribuite de-a lungul liniei

Să presupunem o linie electrică, alimentată în capătul A, de-a lungul căreia sînt legați mai mulți consumatori (fig. 10-33).



Fig, 10-33. Schema circuitului alimentat pe la un capăt, cu sarcini distribuite

Convenim să notăm sarcinile furnizate fiecărui racord cu i, dacă este vorba de curent, sau cu p, dacă este vorba de putere, iar sarcinile diferitelor porțiuni ale liniei principale prin I sau P. De asemenea, convenim să notăm cu l lungimea diferitelor porțiuni ale circuitului, cuprinse între punctele de racord, și cu L distanța punctelor de racord de punctul de alimentare A, și să afectăm mărimile l și L cu indici numerici, legați de ordinea de succesiune a porțiunilor respective.

Căderea totală de tensiune pe linie, între punctul de alimentare și consumatorul cel mai depărtat, este egală cu suma căderilor de tensiune pe

diferitele porțiuni ale liniei. În cazul celor trei sarcini din fig. 10-33, vom avea

$$\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2 + \Delta U_3 .$$

Vom presupune că dăm liniei aceeași secțiune s pe toată întinderea ei. Vom avea, în acest caz, pentru prima porțiune

$$\Delta U_1 = \varrho \frac{2 l_1 \cdot I_1}{s},$$

în care $I_1 = i_1 + i_2 + i_3$.

Pentru a doua porțiune,

$$\Delta U_2 = \varrho \frac{2 l_2 \cdot I_2}{s} .$$

în care $I_2 = i_2 + i_3$, și pentru a treia porțiune,

$$\Delta U_3 = \varrho \frac{2 l_3 \cdot I_3}{s},$$

în care $I_3 = i_3$.

Rezultă că

$$\Delta U = \varrho \frac{2 l_1 I_1}{s} + \varrho \frac{2 l_2 I_2}{s} + \varrho \frac{2 l_3 I_3}{s};$$

de unde

$$\Delta U = \varrho \frac{2}{s} (l_1 I_1 + l_2 I_2 + l_3 I_3). \tag{10-7}$$

În cazul unui număr mare de consumatori legați la linia de alimentare, căderea totală de tensiune, pînă la consumatorul cel mai depărtat, este dată de relația

$$\Delta U = \varrho \frac{2}{s} \sum l I , \tag{10-8}$$

în care termenul $\sum I$ reprezintă suma produsului lungimii fiecărei porțiuni de linie cu curentul total din acea porțiune.

Urmează că secțiunea liniei este dată de relația

$$s = \varrho \frac{2}{\Delta U} \sum l I \tag{10-9}$$

sau, înlocuind pe ΔU prin valoarea lui în funcție de căderea procentuală admisibilă [relația (10-2)],

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100}{\varepsilon \cdot U_n} \sum l I . \tag{10-10}$$

Este ușor de arătat că

$$\sum lI = \sum Li ,$$

și în acest caz, relația (10-10) se poate pune și sub forma

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100}{\varepsilon \cdot U_n} \sum Li . \qquad (10\text{-}11)$$

în care $\sum Li$ reprezintă suma momentelor curenților, furnizați fiecărui consumator în parte, în raport cu punctul de alimentare.

Dacă sarcina p a consumatorilor este exprimată în kW, curentul i al fiecărui consumator este dat de relația

$$i = \frac{p \cdot 10^3}{U_n} ,$$

în care U_n este tensiunea nominală a rețelei, care se consideră practic aceeași pe întreaga lungime a liniei.

În acest caz, relația (10-11) devine

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100}{\varepsilon \cdot U_n} \sum L \frac{p \cdot 10^3}{U_n} = \varrho \frac{2 \cdot 10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} \sum Lp . \qquad (10\text{-}12)$$

Dacă ținem seama că

$$\sum Lp = \sum lP ,$$

relația (10-12) poate fi pusă și sub forma

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} \sum lP . \qquad (10\text{-}13)$$

Exemplul 10-2. Să se calculeze secțiunea unei linii aeriene de curent continuu (fig. 10-34), care alimentează trei motoare electrice de $P_1 = 6{,}5$ kW, $P_2 = 4{,}8$ kW și $P_3 = 3{,}2$ kW, situate, respectiv, la 80 m, 120 m și 140 m de punctul de alimentare. Randamentul motoarelor este respectiv $\eta_1 = 0{,}87$, $\eta_2 = 0{,}85$ și $\eta_3 = 0{,}83$. Tensiunea nominală a liniei este de 220 V. Linia se execută cu conductoare de cupru neizolate. Se admite un ε maxim de 5%.

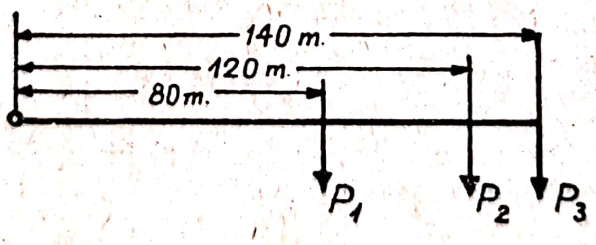


Fig. 10-34. Schema electrică a exemplului 10-2

Soluția: Deoarece conductorul liniei trebuie verificat și la sarcina maximă în amperi, vom aplica formula (10-11). Curenții consumați de motoare sînt dați de relațiile

$$i_1 = \frac{P_1 \cdot 1000}{U_n \cdot \eta_1} = \frac{6{,}5 \cdot 1000}{220 \cdot 0{,}87} = 34\ A$$

$$i_2 = \frac{4{,}8 \cdot 1000}{220 \cdot 0{,}85} = 25{,}6\ A$$

$$i_3 = \frac{3{,}2 \cdot 1000}{220 \cdot 0{,}83} = 1{,}75\ A$$

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100}{\varepsilon \cdot U_n} \sum L i = \frac{1}{54} \cdot \frac{2 \cdot 100}{5 \cdot 220} (80 \cdot 34 + 120 \cdot 25{,}6 + 140 \cdot 17{,}5) = 27{,}7\ mm^2.$$

Rotunjim această secțiune la secțiunea normalizată cea mai apropiată, adică la 25 mm², care admite un curent de 180 A, față de $I_1 = 76{,}9$ A, sarcina cea mai mare a liniei în prima ei porțiune.

În acest caz, căderea maximă de tensiune este ceva mai mare decît cea fixată și anume

$$\varepsilon = 5\,\% \cdot \frac{27{,}5}{25} = 5{,}5\,\%\ ,$$

ceea ce este admisibil.

c) Circuit alimentat pe la un capăt, avînd sarcina uniform distribuită în lungul său

Să considerăm circuitul din fig. 10-35, de lungime L, alimentat prin punctul A și avînd sarcini concentrate egale între ele și echidistanțate. Vom avea

$$i_1 = i_2 = i_3 = \cdots = i_n = i \qquad (10\text{-}14)$$

$$l_1 = l_2 = l_3 = \cdots = l_n = l\ . \qquad (10\text{-}15)$$

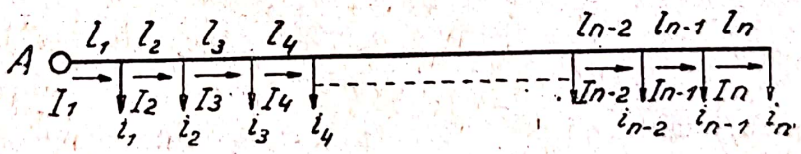


Fig. 10-35. Schema circuitului alimentat pe la un capăt, cu sarcina uniform distribuită

Urmează că

$$L = \sum l_k = n\,l\ . \qquad (10\text{-}16)$$

și

$$\begin{aligned} I_1 &= i_1 + i_2 + i_3 + \cdots + i_n = n\,i\ ; \\ I_2 &= i_2 + i_3 + i_4 + \cdots + i_n = (n-1)\,i\ ; \\ I_3 &= i_3 + i_4 + i_5 + \cdots + i_n = (n-2)\,i\ ; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ I_n &= i_n = i \end{aligned} \qquad (10\text{-}17)$$

Ținînd seama de relația (10-15)

$$\sum l\, I = l \sum I$$

și formula (10-10) devine

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100\, l}{\varepsilon \cdot U_n} \sum I. \qquad (10\text{-}18)$$

Expresia $\sum I$ rezultă din însumarea relațiilor (10-17):

$$\sum I = n\, i = (n-1)\, i + (n-2)\, i + \cdots + i =$$
$$= i\,[n + (n-1) + (n-2) + (n-3) + \cdots + 1]\,.$$

Suma progresiei aritmetice din paranteza mare este $\frac{(n+1)\, n}{2}$, deci

$$\sum I = \frac{(n+1)\, n}{2}\, i$$

și expresia (10-18) a secțiunii conductorului devine

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100\, l\, (n+1)\, n\, i}{\varepsilon \cdot U_n \cdot 2} = \varrho \frac{2 \cdot 100\, n\, l \cdot n\, i \left(1 + \frac{1}{n}\right)}{\varepsilon \cdot U_n \cdot 2},$$

sau, ținînd seama de relațiile (10-16) și (10-17),

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100\, L \cdot I_1 \left(1 + \frac{1}{n}\right)}{\varepsilon \cdot U_n \cdot 2}.$$

Dacă presupunem că numărul sarcinilor concentrate este practic infinit, adică avem o sarcină uniform repartizată pe lungimea circuitului, $\frac{1}{n} = 0$ și expresia precedentă devine, punînd în loc de I_1 pe I,

$$s = \varrho \frac{2 \cdot 100 \cdot I}{\varepsilon \cdot U_n} \cdot \frac{L}{2}, \qquad (10\text{-}19)$$

adică am găsit relația sarcinii concentrate [(formula (10-5)] împărțită prin 2. Rezultă deci că *o sarcină uniformă distribuită este echivalentă cu o sarcină concentrată, aflată la jumătatea conductorului.*

Exemplul 10-3. Să se calculeze secțiunea unui circuit de 120 m, alimentat pe la un capăt cu o tensiune de 110 V, circuitul avînd o sarcină uniform distribuită de 50 W/m. Se admite $\varepsilon = 3\%$.

Soluția: Puterea totală distribuită este

$$P = p\, l = 50 \cdot 120 = 6000 \text{ W}$$

iar curentul furnizat de sursă

$$I = \frac{P}{U_n} = \frac{6000}{110} = 54{,}6 \text{ A} .$$

Secțiunea se calculează asimilînd circuitul cu un circuit de lungime pe jumătate și cu o singură sarcină concentrată, aplicînd deci formula (10-5) în care în loc de L punem $\frac{L}{2}$.

$$s = \varrho \frac{2\,\frac{L}{2}\,100}{\varepsilon \cdot U_n} I = \frac{1}{57} \cdot \frac{120 \cdot 100}{3 \cdot 110} \cdot 54{,}6 = 34{,}4 \text{ mm}^2 .$$

Se adoptă o secțiune normalizată de 35 mm², cu un conductor izolat montat aparent, care admite o intensitate maximă de 150 A.

d) Circuit alimentat la ambele capete

Se mărește siguranța de alimentare a consumatorilor cu energie electrică alimentînd circuitele simple pe la ambele capete. În felul acesta, la scoaterea de sub tensiune a vreunei porțiuni a circuitului, alimentarea receptoarelor legate de restul circuitului rămîne asigurată.

Să considerăm circuitul de lungime L, din fig. 10-36, alimentat prin cele două capete A și B, la care sînt racordați patru consumatori, care absorb curenții i_1, i_2, i_3 și i_4. Din punctele de alimentare vor pleca, în sensul arătat de săgeți, curenții I_A și I_B care se vor întîlni undeva pe linie, în dreptul unui racord, de pildă în punctul m. Urmează că punctul m delimitează raza de de acțiune a punctelor de alimentare A și B și aci se găsește căderea maximă de tensiune. Punctul m fiind punctul de tensiune minimă a liniei, poartă numele de *punct minimal*.

Consumatorul legat în punctul m este alimentat de curent la ambele capete. Conform notațiilor din figură avem

$$i_2 = I'_A + I''_B .$$

Punctul minimal m nefiind traversat de nici un curent, linia ar putea fi secționată în acest punct fără a se modifica, prin aceasta, distribuția curenților pe linie. S-ar obține în acest caz (fig. 10-36 *b*) două circuite separate, alimentate pe la un singur cap și încărcate cu mai multe sarcini concentrate, circuite care pot fi calculate cu formula (10-11). Secțiunea găsită pentru un circuit este valabilă pentru întreaga linie.

Problema constă în a găsi punctul minimal de separație a celor două circuite. Pentru aceasta, se calculează unul din curenții I'_A sau I_B.

Notînd cu $\Delta U_m = \Delta U_{Am} = \Delta U_{Bm}$ căderea de tensiune pînă la punctul minimal, vom avea, conform notațiilor din fig. 10-36,

$$\left.\begin{aligned} \Delta U A_m &= L_1 I_A + (L_2 - L_1) I'_A \\ \text{și} \\ \Delta U_{Bm} &= (L - L_4) I_B + (L_4 - L_3) I'_B + (L_3 = L_2) I''_B . \end{aligned}\right\} \quad (10\text{-}20)$$

Ținînd seama de relația $I'_A + I''_B = i_2$, observăm că

$$I'_A = I_A - i_1 \; ; \; I'_B = I_B - i_4 \; ; \; I''_B = I_B - i_4 - i_3 \; ;$$

$$I_A = (i_1 + i_2 + i_3 + i_4) - I_B .$$

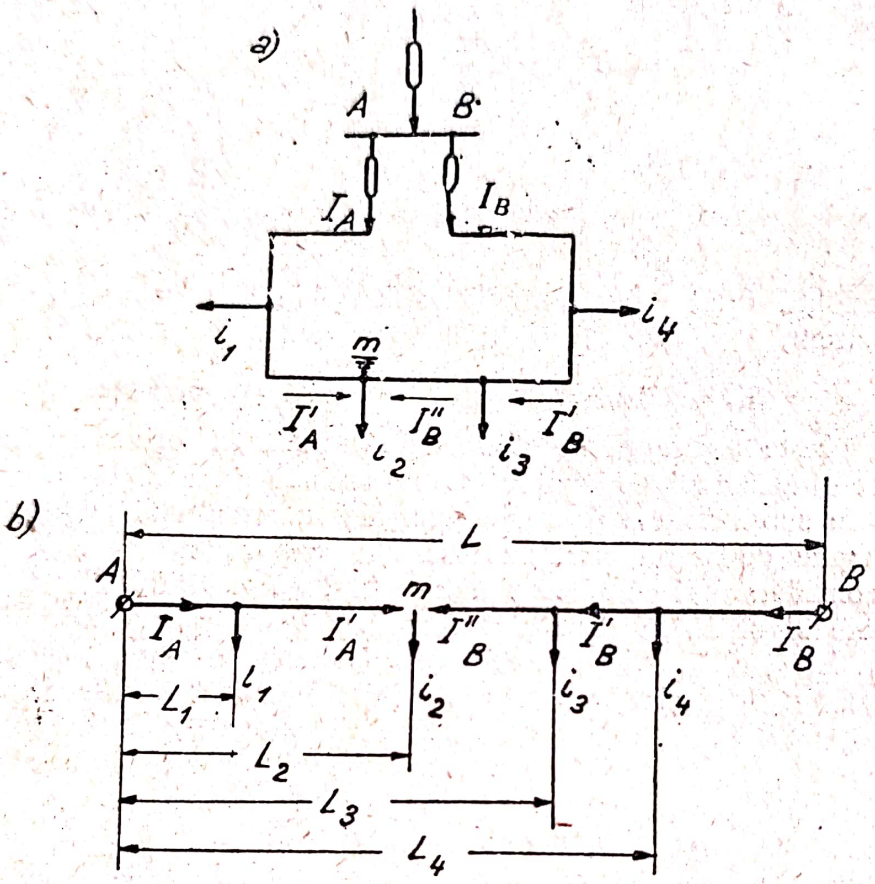


Fig. 10-36. Schema circuitului alimentat pe la ambele capete

Făcînd înlocuirile necesare în relațiile (10-20) și ținînd seama de egalitatea între cele două căderi de tensiune, se obține

$$(i_1 + i_2 + i_3 + i_4 - I_B) L_1 + (i_2 + i_3 + i_4 - I_B) \; (L_2 - L_1) =$$

$$= I_B \; (L - L_4) + (I_B - i_4) \; (L_4 - L_3) + (I_B - i_4 - i_3) \; (L_3 - L_2) \; ,$$

de unde

$$I_B = \frac{L_1 i_1 + L_2 i_2 + L_3 i_3 + L_4 i_4}{L} \; .$$

În cazul general, a n sarcini concentrate, formula precedentă devine

$$I_B = \frac{\sum_1^n L_k i_k}{L} \; . \qquad (10\text{-}21)$$

Ținînd seama că

$$I_A + I_B = \sum_1^n i_k$$

rezultă

$$I_A = \sum_1^n i_k - \frac{\sum_1^n L_k i_k}{L} . \qquad (10\text{-}22)$$

Se observă că relația (10-21) are aceeași formă cu formula prin care se determină reacțiile unei grinzi simplu rezemate la ambele capete și încărcate cu un număr oarecare de forțe; curenții I_A și I_B ai celor două capete ale liniei sînt echivalenți cu forțele de reacție pe reazime, iar curenții furnizați consumatorilor, cu forțele de încărcare a grinzii. În cazul unei avarii în apropierea unuia din punctele de alimentare ale liniei, întreaga linie este alimentată numai prin unul din capete. În eventualitatea unui asemenea caz, secțiunea obținută trebuie verificată atît la sarcina admisibilă cît și la căderea de tensiune, în ipoteza alimentării printr-un singur capăt. Pierderile de tensiune admisibile în cazul funcționării în regim de avarie sînt de 12%.

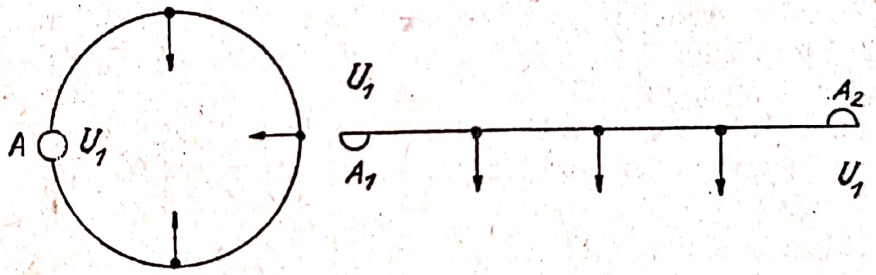


Fig. 10-37. Schema circuitului în buclă

Uneori punctele de alimentare A și B se găsesc împreună, alimentarea lor făcîndu-se din același loc (fig. 10-37). Avem, în acest caz, ceea ce numim un *circuit inelar* sau *în buclă*, cu un singur punct de alimentare. Calculul unui asemenea circuit se face la fel ca și pentru circuitul alimentat la ambele capete.

e) Circuite ramificate

Sînt cazuri cînd conductoarele unui circuit se ramifică, la un punct al acestuia, în mai multe direcții, asemenea ramurilor unui copac (fig. 10-38). În calculul unor asemenea circuite se înlocuiesc ramificațiile care pornesc de la același punct printr-o linie echivalentă de lungimea λ încărcată la capăt cu un curent i. Valorile λ și i sînt date, în funcție de lungimile și sarcinile ramurilor, de următoarele relații

$$\lambda = \frac{\sum_1^n l_k i_k}{\sum_1^n i_k} \qquad (10\text{-}23)$$

și

$$i = \sum_{1}^{n} i_k \cdot \qquad (10\text{-}24)$$

Se calculează apoi circuitul ca un circuit cu sarcini concentrate, alimentat pe la un capăt, determinîndu-se secțiunea și căderea pînă în nodul de ramificare și apoi se calculează secțiunea fiecărei ramuri în parte care alimentează punctele de consum reale.

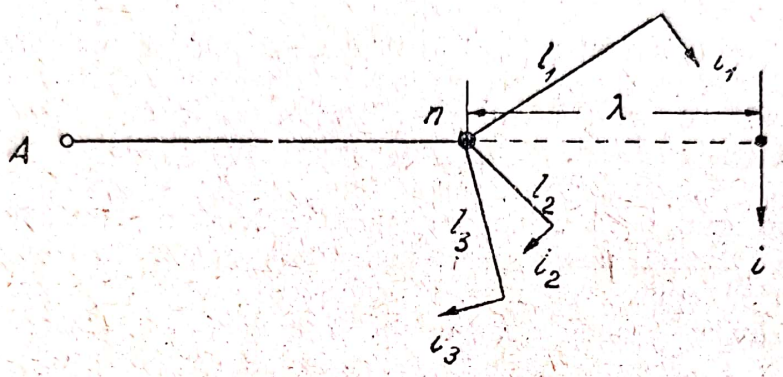


Fig. 10-38.

În calculul rețelelor de distribuție importante se întîlnesc, de obicei, cazuri mai complicate decît cele tratate mai sus. De regulă, asemenea cazuri complicate se reduc, prin diverse artificii de calcul, la cazurile simple, ușor de rezolvat, expuse mai sus. Uneori însă, anumite cazuri complicate nu pot fi rezolvate decît prin metode speciale, al căror studiu depășește cadrul prezentei lucrări.

Procedeul acesta de calcul și cazurile simple studiate în acest paragraf se aplică și rețelelor de curent alternativ, adaptînd formulele de calcul respective particularităților acestor rețele, pe care le expunem în paragraful ce urmează.

10-6. Calculul rețelelor de curent alternativ

În cazul circuitelor de curent alternativ, pierderile de tensiune pe linie sînt date atît de căderile ohmice, cît și de cele reactive. În cazul cînd sarcina are caracter inductiv, și aceasta este cazul cel mai frecvent, pe lîngă căderea ohmică $r\,I$, care este în fază cu sarcina I, apare și căderea inductivă $x\,I$, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în avans față de I.

a) Circuit monofazat, alimentat pe la un capăt, cu sarcina concentrată la celălalt capăt

Schema monofilară a unui asemenea circuit este identică cu aceea din fig. 10-32. Căderea de tensiune este dată de diagrama vectorială reprezentată în fig. 10-39, în care $\overline{OA} = \overline{U_2}$ reprezintă vectorul tensiunea la sfîrșitul liniei (la punctul de utilizare), $\overline{AB}$ vectorul căderii de tensiune ohmică

$\overline{(AB = r\,I)}$ și $\overline{BC}$, vectorul căderii de tensiune inductivă $(\overline{BC} = jxI)$. Tensiunea de alimentare U_1 este dată de vectorul $\overline{OC}$.

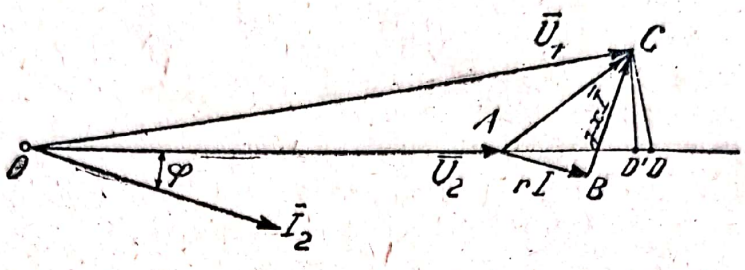


Fig. 10-39. Diagrama vectorială a tensiunilor circuitului monofazat, alimentat printr-un capăt și cu sarcina concentrată în celălalt capăt

Dacă din O se duce un cerc cu raza OC care intersectează prelungirea segmentului OA în punctul D, căderea de tensiune pe linie este dată de relația

$$\Delta U = U_1 - U_2 = AD \approx AD' \ .$$

în care AD' reprezintă proiecția vectorului $\overline{AC}$ pe direcția vectorului $\overline{OA}$.

Printr-un raționament analog cu cel aplicat în par. 2-10 *a*, se poate considera practic drept cădere de tensiune pe linie, căderea dată de relația

$$\Delta U = r\,I\cos\varphi + x\,I\sin\varphi,$$

sau

$$\Delta U = I\,(r\cos\varphi + x\sin\varphi)\ . \qquad (10\text{-}25)$$

Această din urmă relație se mai poate pune sub forma

$$\Delta U = r\,I_a + x\,I_r\ , \qquad (10\text{-}25\,a)$$

în care I_a este curentul activ și I_r, curentul reactiv al liniei.

La frecvența $f = 50$ Hz, reactanța x a liniei este

$$x = \omega L = 2\pi f L = 314\,L\ .$$

Inductanța L_c a conductorului unei linii aeriene monofazate de cupru sau de aluminiu ($\mu_r = 1$), în henry/km, este dată de formula (7-18 *a*) din vol I:

$$L_e = \left(4{,}60\ lg\ \frac{a}{r} + 0{,}5\right)\cdot 10^{-4}\ ,$$

în care a este distanța între conductoare și r, raza conductorului.

Prin urmare, reactanța inductivă a conductoarelor de cupru sau aluminiu, la frecvența de 50 Hz, este

$$x_0 = 314\,L_c = 314\left(4{,}60\ lg\ \frac{a}{r} + 0.5\right)\cdot 10^{-4}\ \Omega/\text{km}. \qquad (10\text{-}26)$$

b) Circuit trifazat, alimentat pe la un capăt, cu sarcina concentrată la celălalt capăt

În calculul unui asemenea circuit intervin tensiunile pe linie (tensiunile compuse) și pierderea de tensiune pe linie se determină ca diferența între tensiunea pe linie de la începutul circuitului și tensiunea pe linie de la sfîrșitul circuitului. Tensiunea pe linie fiind de $\sqrt{3}$ ori tensiunea pe fază, în același raport se mărește și pierderea de tensiune pe linie față de pierderea de tensiune pe fază. Deci vom avea

$$\Delta U = \sqrt{3}\, I\,(r\cos\varphi + x\sin\varphi)\,, \tag{10-27}$$

în care r și x sînt, respectiv, rezistența și reactanța unei faze a liniei.

Pentru liniile trifazate, reactanța liniei este dată tot de relația (10-26), cu observația că în acest caz a reprezintă media geometrică a distanțelor dintre cele 3 conductoare ale liniei trifazate.

În cazul cînd conductoarele liniei trifazate sînt într-un singur plan, vom avea

$$a_{med} = \sqrt[3]{2\,a^3} = 1{,}26\,a, \tag{10-28}$$

în care a este distanța între conductoare.

Cînd distanțele dintre conductoare nu sînt egale, avem

$$a_{med} = \sqrt[3]{a_1 \cdot a_2 \cdot a_3}\,. \tag{10-28 a}$$

Dacă conductoarele sînt așezate în vîrfurile unui triunghi echilateral $a_{med} = a$, adică valoarea medie a distanței dintre ele este egală cu latura triunghiului.

Din relația (10-27) rezultă că

$$r = \varrho\frac{l}{s} = \frac{\Delta U - \sqrt{3}\, I x \sin\varphi}{\sqrt{3}\, I\cos\varphi}\,,$$

de unde

$$s = \varrho\, l\,\frac{\sqrt{3}\, I\cos\varphi}{\Delta U - \sqrt{3}\, I x\sin\varphi}$$

sau, ținînd seama că $\Delta U = \dfrac{\varepsilon\cdot U_n}{100}$, avem

$$\boxed{s = \varrho\,\frac{100\cdot\sqrt{3}\, l\, I\cos\varphi}{\varepsilon\cdot U_n - 100\cdot\sqrt{3}\, I\cdot x\cdot\sin\varphi}}\,. \tag{10-29}$$

Exemplul 10-4. Se cere să se calculeze secțiunea unei linii aeriene de curent trifazat lungă de 4 km, care alimentează o întreprindere industrială cu o sarcină $P = 803$ kW, sub tensiune de 6 kV, la un cos $\varphi = 0{,}8$. Distanța medie dintre conductoare este de 1000 mm. Căderea de tensiune admisibilă este $\varepsilon = 5\%$.

Soluția: Se determină curentul pe linie din relația

$$I = \frac{P}{\sqrt{3}\, U \cos\varphi} = \frac{830 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 0{,}8} = 100 \text{ A}$$

Într-o primă aproximație, se calculează s cu relația (10-29) în care se neglijează inductanțele liniei

$$s = \varrho \frac{100 \cdot \sqrt{3}\, l\, I \cos\varphi}{\varepsilon \cdot U_n} = \frac{1}{57} \cdot \frac{100 \cdot \sqrt{3}\, 4 \cdot 10^2\, 100 \cdot 0{,}8}{5 \cdot 6 \cdot 10^2} = 32{,}2 \text{ mm}^2.$$

Acestei secțiuni îi corespunde un diametru $d = 6{,}4$ mm.
Aplicînd relația (10-26), se obține pentru x

$$x = x_0 l = 314 \left(4{,}60 \lg \frac{2 \cdot 1000}{6{,}4} + 0{,}5 \right) \cdot 10^{-4} \cdot 4\ \Omega = 0{,}377\ \Omega .$$

Cu ajutorul relației (10-29), pentru $\cos\varphi = 0{,}8$ și $x = 0{,}377\ \Omega$ și ținînd seama că $\sin\varphi = 0{,}6$, obținem

$$s = \frac{1}{57} \cdot \frac{100 \cdot \sqrt{3} \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 0.8}{5 \cdot 6 \cdot 10^3 - 100\sqrt{3} \cdot 100 \cdot 0{,}377 \cdot 0{,}6} = 37 \text{ mm}^2$$

și $d = 6{,}87$ mm.

Calculînd reactanța liniei pentru acest din urmă diametru găsim $x = 0{,}37$, adică o valoare destul de apropiată de precedenta pentru a mai fi nevoie să recalculăm secțiunea. Vom adopta deci secțiunea normalizată de 35 mm².

Din exemplul acesta rezultă că, chiar la linii relativ lungi, reactanța inductivă a liniei nu influențează prea mult asupra secțiunii conductoarelor.

La calculul liniilor de cabluri cu secțiuni de 35-50 mm², precum și la calculul instalațiilor interioare sau a rețelelor din fabrici și uzini, executate din conductoare izolate, montate în tuburi de protecție, din cauza poziției apropiate a conductoarelor cîmpurile magnetice ale fazelor se compensează reciproc și reactanțele inductive ale conductoarelor sînt neglijabile. În aceste condiții, relația (10-29) devine

$$\boxed{s = \varrho \frac{100 \cdot 2\, l\, I \cos\varphi}{\varepsilon \cdot U_n}} \qquad (10\text{-}30)$$

pentru linii monofazate și

$$\boxed{s = \varrho \frac{100 \cdot \sqrt{3}\, l\, I \cos\varphi}{\varepsilon \cdot U_n}} \qquad (10\text{-}31)$$

pentru linii trifazate, în acest din urmă caz U_n fiind tensiune pe linie.

Dacă sarcinile sînt date în kW, formulele precedente devin

$$\boxed{s = \varrho \frac{2\, P\, l \cdot 10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2}} \qquad (10\text{-}30\ a)$$

pentru curentul monofazat și

$$s = \varrho \frac{P l \cdot 10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} \qquad (10\text{-}31\,a)$$

pentru curentul trifazat.

Din aceste două ultime relații rezultă constatarea importantă că și în curent alternativ, ca și în curent continuu [vezi relația (10-6)] *secțiunea conductorului, pentru putere și lungime dată, este invers proporțională cu pătratul tensiunii*. De aci interesul economic de a transporta și distribui energia electrică sub tensiuni cît mai ridicate, pentru a se obține un consum de material conductor cît mai redus.

Exemplul 10-5. Să se calculeze secțiunile de cablu necesare pentru legarea la rețea a unui motor asincron trifazat, de $P_n = 30$ kW, în ipoteza că tensiunea de alimentare a motorului ar fi de 127, 220, 350 și 500 V. Distanța motorului de la tabloul de distribuție este de 50 m. Randamentul motorului este $\eta = 0{,}89$ și $\cos\varphi = 0{,}86$. Căderea de tensiune admisă în cablu este $\varepsilon = 4{,}5\%$.

Soluția: Puterea consumată de motor este

$$P = \frac{P_n}{\eta} = \frac{30}{0{,}89} = 33{,}7 \text{ kW}.$$

Secțiunile cablului se calculează cu formula (10-31 *a*). Pentru tensiunea de 127 V, vom avea

$$s = \varrho \frac{Pl \cdot 10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} = \frac{1}{57} \cdot \frac{33{,}7 \cdot 50 \cdot 10^5}{4{,}5 \cdot 127^2} = 40{,}1 \text{ mm}^2.$$

Ținînd seama de căderea de tensiune, s-ar putea adopta un cablu trifazat, cu secțiunea normală de 50 mm².

Curentul consumat de motor la această tensiune este

$$I_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{\sqrt{3}\, U_n \eta \cos\varphi} = \frac{30 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 127 \cdot 0{,}89 \cdot 0{,}86} = 178 \text{ A}.$$

Deoarece cablurile trifazate cu secțiune de 50 mm² nu se pot încărca decît pînă la 155 A, se adoptă secțiunea de 70 mm², care admite o încărcare de 200 A.

Prin urmare, cablul ales va avea secțiunea de 3×70 mm².

Calculînd secțiunile și pentru celelalte tensiuni și notînd cu s secțiunea dată de relația (10-31 *a*), cu I_n curentul consumat, cu s' secțiunea aleasă ținînd seama și de încălzire (sarcina maximă admisibilă), obținem

la 127 V:	$s = 40{,}10$ mm²,	$I_n = 178$ A,	$s' = 70$ mm²
„ 220 V:	$s = 13{,}37$ „	$I_n = 106$ A,	$s' = 25$ „
„ 380 V:	$s = 4{,}46$ „	$I_n = 61{,}5$ A,	$s' = 10$ „
„ 500 V:	$s = 2{,}56$ „	$I_n = 46{,}6$ A,	$s' = 6$ „

Exemplul pune în evidență economia de cupru care se poate face prin utilizarea tensiunilor ridicate.

Scanned with OKEN Scanner

c) Circuite de curent monofazat și trifazat, alimentate la un capăt și cu mai multe sarcini distribuite de-a lungul liniei

Nu vom ține seama nici aci de reactanța inductivă a liniei. În acest caz, căderea de tensiune, într-un circuit monofazat, pentru o sarcină la sfîrșitul circuitului, este dată de relația

$$\Delta U = \varrho \frac{2 l I \cos \varphi}{s} \cdot \qquad (10\text{-}32)$$

Dacă de-a lungul circuitului monofazat sînt legați diverși consumatori, căderea totală de tensiune, pînă la ultimul consumator, este dată de suma căderilor de tensiune pe fiecare porțiune a circuitului, adică avem

$$\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2 + \cdots + \Delta U_n = \sum_1^n \Delta U_k. \qquad (10\text{-}33)$$

Căderea de tensiune în fiecare porțiune a liniei se calculează cu formula (10-32). Urmează că valoarea căderii totale de tensiune este

$$\Delta U = \varrho \frac{2}{s} \Sigma l I \cos \varphi = \varrho \frac{2}{s} \Sigma l I_a \cdot$$

Din această expresie scoatem relația

$$s = \varrho \frac{2}{\Delta U} \Sigma l I_a \,,$$

în care I_a este curentul activ care trece prin porțiunea respectivă, de lungime l, a liniei.

Dacă notăm cu i_a curentul activ distribuit fiecărui consumator, cu L distanța consumatorilor de punctul de alimentare și dacă introducem căderea procentuală ε, relația precedentă devine

$$\boxed{s = \varrho \frac{2 \cdot 100}{\varepsilon \cdot U_n} \Sigma L i_a \cdot} \qquad (10\text{-}34)$$

În carent trifazat, relația (10-34) ia forma

$$\boxed{s = \varrho \frac{100 \sqrt{3}}{\varepsilon \cdot U_n} \Sigma L i_a \cdot} \qquad (10\text{-}35)$$

Pentru sarcini date în kW, formulele precedente devin

$$\boxed{s = \varrho \frac{2 \cdot 10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} \Sigma L p} \qquad (10\text{-}36)$$

pentru curentui monofazat, și

$$\boxed{s = \varrho \frac{10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} \Sigma L p} \qquad (10\text{-}37)$$

pentru curentul trifazat.

Scanned with OKEN Scanner

Exemplul 10-6. O linie trifazată aeriană, de inductanță neglijabilă, alimentează cu energie electrică sub 380 V, trei posturi de lucru ale unui șantier. În primul post, situat la 70 m de la începutul liniei (pe unde se face alimentarea acesteia) este conectat un motor asincron de 14 kW, $\eta = 0{,}864$ și $\cos\varphi = 0{,}829$; în al doilea post, situat la 30 m de primul, este conectat un motor asincron de 28 kW, $\eta = 0{,}884$, $\cos\varphi = 0{,}845$ și, în sfîrșit, în al treilea post, situat la sfîrșitul liniei, la 50 m de al doilea, este conectat un motor asincron de 4,5 kW, $\eta = 0{,}816$ și $\cos\varphi = 0{,}750$. Se cere să se determine secțiunea conductoarelor liniei, admițîndu-se o cădere de tensiune de 5%.

Soluția: Se aplică formula (10-37). Puterile absorbite sînt

$$p_1 = \frac{p_{1n}}{\eta_1} = \frac{14}{0{,}867} = 16{,}15 \text{ kW};$$

$$p_2 = \frac{p_{2n}}{\eta_2} = \frac{28}{0{,}884} = 31{,}7 \text{ kW}$$

$$p_3 = \frac{p_{3n}}{\eta_3} = \frac{4{,}5}{0{,}818} = 5{,}5 \text{ kW};$$

iar distanțele de la începutul liniei

$$L_1 = 70 \text{ m}; \quad L_2 = L_1 + 30 = 100 \text{ m}; \quad L_3 = L_2 + 50 = 150 \text{ m}.$$

Vom avea

$$s = \varrho \frac{10^5}{\varepsilon U_n^2} \Sigma L p = \frac{1}{57} \cdot \frac{10^5}{5 \cdot 380^2} (70 \cdot 16{,}15 + 100 \cdot 31{,}7 + 150 \cdot 5{,}5)$$

$$s = \frac{1}{57} \cdot \frac{10^5}{5 \cdot 380^2} 5125 = 12{,}4 \text{ mm}^2.$$

Se adoptă un conductor cu secțiunea normalizată de 16 mm², care satisface și condiția de încălzire.

d) Circuite de curent alternativ alimentate pe la ambele capete

Dacă diversele sarcini, distribuite de-a lungul liniei, au $\cos\varphi$ diferiți, toate sarcinile se descompun în sarcini active și sarcini inductive și se determină valoarea curenților activi și reactivi, alimentați de cele două capete, cu ajutorul următoarelor formule, asemănătoare formulelor (10-21) și (10-22).

$$I_{aB} = \frac{\sum_1^n L_k i_{ak}}{L}; \quad I_{rB} = \frac{\sum_1^n L_k i_{rk}}{L};$$

$$I_{aA} = \sum_1^n i_{ak} - \frac{\sum_1^n L_k i_{ak}}{L}; \quad I_{rA} = \sum_1^n i_{rk} - \frac{\sum_1^n L_k i_{rk}}{L}. \tag{10-38}$$

Dacă sarcinile sînt exprimate în kW, se obțin relațiile analoage

$$P_{aB} = \frac{\sum_1^n L_k p_{ak}}{L} \tag{10-39}$$

și, deoarece

$$P_{aA} + P_{aB} = \sum_{1}^{n} p_{ak} \,, \tag{10-40}$$

rezultă

$$P_{aA} = \sum_{1}^{n} p_{ak} - \frac{\sum_{1}^{n} L_k p_{ak}}{L} \,. \tag{10-41}$$

Ca și la curent continuu, în caz de avarie, cînd circuitul este alimentat numai printr-un singur capăt, se admite o cădere de tensiune, în punctul cel mai periculos al circuitului, de cel mult 12%.

Exemplul 10-7. Un cablu trifazat, așezat în pămînt și alimentat pe la ambele capete (fig. 10-40), alimentează sub 380 V patru motoare asincrone, ale căror caracteristici sînt date în tabela 10-1. Se cere secțiunea cablului.

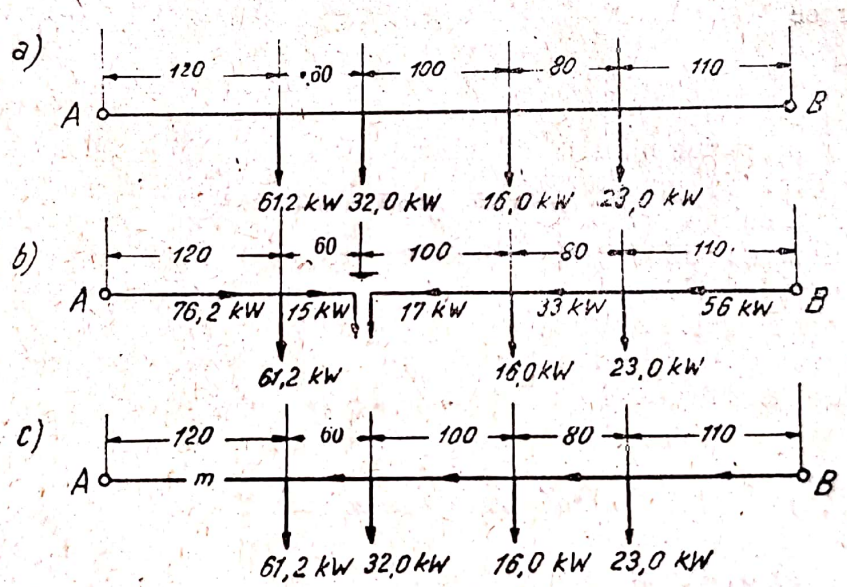


Fig. 10-40. Schemele electrice ale exemplului 10-7

Tabela 10-1

Nr. motorului	Puterea în kW	η	cos φ
1	55	0,898	0,857
2	28	0,876	0,829
3	14	0,875	0,870
4	20	0,858	0,820

Soluția:

a) Se calculează mai întîi puterea activă absorbită de motoare și se obține

$$p_{1a} = \frac{p_{1n}}{\eta_1} = \frac{55}{0{,}898} = 61{,}2 \text{ kW}$$

$$p_{2a} = \frac{p_{2n}}{\eta_2} = \frac{28}{0{,}876} = 32{,}0 \text{ kW}$$

$$p_{3a} = \frac{p_{3n}}{\eta_3} = \frac{14}{0{,}875} = 16{,}0 \text{ kW}$$

$$p_{4a} = \frac{p_{4n}}{\eta_4} = \frac{20}{0{,}368} = 23{,}0 \text{ kW}$$

Distribuția sarcinilor active, între cele două capete de alimentare, se face cu relațiile (10-39) și (10-41)

$$P_{aB} = \frac{\sum_1^n L_k p_{ak}}{L} = \frac{120 \cdot 61{,}2 + 180 \cdot 32 + 280 \cdot 16 + 360 \cdot 23}{470} = 56 \text{ kW}$$

Deoarece $\sum_1^n p_{ak} = 23 + 16 + 32 + 61{,}2 = 132{,}2$ kW. rezultă

$$P_{aA} = 132{,}2 - 56 = 76{,}2 \text{ kW}$$

Găsim ca punct minimal al circuitului (punct în care căderea de tensiune este maximă), punctul de alimentare al celui de al doilea motor. În acest punct circuitul poate fi considerat ca întrerupt (fig. 10-40 *b*) și din puterea activă de 32 kW, furnizată punctului, 15 kW provin din punctul de alimentare *A*, iar restul de 17 kW, din punctul de alimentare *B*.

Secțiunea liniei este dată calculînd secțiunea uneia din cele două porțiuni, separate de punctul minimal, alimentate printr-un singur capăt și avînd sarcini repartizate. În acest scop se aplică relația (10-37)

$$s = \varrho \frac{10^5}{\varepsilon \cdot U_n^2} \Sigma L p_a = \frac{1}{57} \cdot \frac{10^5}{5 \cdot 380^2} (120 \cdot 61{,}2 + 180 \cdot 15) = 24{,}3 \text{ mm}^2$$

Se adoptă o secțiune normalizată de 25 mm², a cărei sarcină admisibilă este de 106 A, ceea ce este suficient și în ce privește condițiile de încălzire.

b) Trebuie să verificăm funcționarea liniei în caz de avarie și anume pentru punctul cel mai nefavorabil. Considerăm acest punct în *m* (fig. 10-39 *c*), întreaga sarcină fiind alimentată de la punctul *B*.

Curentul total I_B furnizat de punctul *B*, în această situație ($I_A = 0$), se determină cu relația

$$I_B = \frac{\Sigma p_a \cdot 10^3}{\sqrt{3}\, U_n \cos \varphi},$$

în care, ținîndu-se seama că factorul cos φ variază în limite restrînse de la un motor la altul, se ia pentru cos φ o valoare medie, între valorile date în tabela 10-1. Se obține

$$I_B = \frac{132{,}2 \cdot 10^3}{1{,}73 \cdot 380 \cdot 0{,}844} = 238 \text{ A}.$$

Cablul de 3 . 25 mm² se încălzeşte la această sarcină de avarie la temperaturi inadmisibile. Se adoptă în acest caz o secţiune de cablu de 3 . 50 mm² care admite o sarcină de 235 A.

Pierderea de tensiune pînă la avarie este, în acest caz

$$\varepsilon = \frac{1}{57} \cdot \frac{10^5}{50 \cdot 380^2}(110 \cdot 23 + 190 \cdot 16 + 290 \cdot 32 + 350 \cdot 61{,}2) = 9{,}3\%,$$

ceea ce, fiind sub 12%, este acceptabil.

10-7. Alegerea siguranţelor fuzibile în reţelele electrice

Am arătat că secţiunea conductoarelor şi a cablurilor se alege în aşa fel, încît sarcina lor de durată să nu depăşească valorile admisibile, fixate prin norme, evitîndu-se astfel o încălzire periculoasă pentru izolaţia acestora, sau pentru rezistenţa lor mecanică (la conductoarele aeriene). Contra supra-sarcinilor şi a curenţilor de scurtcircuit, circuitele electrice sînt protejate, după cum s-a arătat în paragraf. 6-4, cu ajutorul siguranţelor fuzibile, sau a întrerupătoarelor automate maximale.

În reţelele de joasă tensiune se folosesc elemente fuzibile calibrate pentru următoarele valori nominale: 4, 6, 10, 15, 20, 25, 35, 60, 80, 100; 125, 150, 200, 225, 260, 300, 430, 500, 600, 700, 850 şi 1000 A.

Siguranţele fuzibile se montează în reţele:

— în imediata apropiere a întrerupătorului general;

— în toate punctele în care secţiunea descreştere;

— înaintea tuturor circuitelor care pornesc de la un tablou de distribuţie.

În general, în circuitele trifazate se pun siguranţe pe toate fazele, iar în cele monofazate pe ambele conductoare.

La alegerea siguranţelor pentru protecţia reţelelor se pot prezenta următoarele două cazuri:

a) Sarcina circuitului de protejat variază lent, fără şocuri importante de curent. Acesta este cazul sarcinilor de iluminat, al sarcinilor de forţă motoare cînd se utilizează motoare cu reostate de pornire etc.

b) Sarcina circuitului de protejat prezintă variaţii brusce ale curentului, provocate, de pildă, de pornirea unor motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit; sau, din anumite cauze, curentul din circuit creşte brusc cu mai mult de 2,5 ori curentul nominal.

În primul caz, independent de tipul siguranţei utilizate, curentul nominal al fuzibilului se ia cît mai apropiat de curentul de lucru al liniei protejate, adică

$$I_n \geqslant I_l \cdot \qquad (10\text{-}42)$$

În al doilea caz, dacă se adoptă siguranţe cu inerţie (cu elementul fuzibil cu căldură specifică mare), alegerea valorii nominale a fuzibilului se face ca şi în cazul precedent, în funcţie de curentul de lucru al liniei. Dacă se adoptă însă siguranţe cu acţiune rapidă (cu elementul fuzibil cu căldură specifică mică), valoarea nominală a fuzibilului nu poate fi aleasă numai în funcţie de curentul de lucru al liniei, deoarece el ar arde la pornirea motoarelor, cînd curentul acestora depăşeşte de 2,5 ori curentul lor nominal.

Scanned with OKEN Scanner

În aceste condiții, valoarea nominală a fuzibilului trebuie să satisfacă și relația

$$I_n \leqslant \frac{I_p}{2{,}5}, \qquad (10\text{-}43)$$

în care I_p este curentul de pornire.

S-a ales coeficientul 2,5, deoarece la acest grad de multiplicitate, caracteristicile siguranțelor ne arată că fuzibilul nu arde decît după 8-10 s, în vreme ce curentul de pornire al motoarelor, în cazuri normale, nu durează mai mult.

Ca valoare a curentului nominal al elementului fuzibil se ia valoarea standardizată cea mai apropiată de cea mai mare valoare a curentului, dedusă din relațiile de mai sus.

Curenții de lucru și de pornire, care apar în relațiile (10-42) și (10-43), se determină în modul următor:

Dacă circuitul protejat de siguranță alimentează un singur motor, curentul de lucru al motorului, deci și curentul de lucru al liniei sale de alimentare, se determină cu ajutorul parametrilor nominali P_n, U_n, $\cos \varphi_n$ și η_n, care se găsesc înscriși pe plăcuța indicatoare a motorului. În acest scop se folosește relația

$$I_l = \frac{\beta \cdot P_n \cdot 1000}{\eta_n \sqrt{3}\, U_n \cos \varphi_n}, \qquad (10\text{-}44)$$

în care β reprezintă coeficientul de încărcare al motorului, adică raportul dintre puterea consumată efectiv de către mașina antrenată de motor și puterea nominală a acestuia.

Curentul de pornire al motoarelor depinde de tipul lor și se ia, de regulă, din cataloagele fabricilor furnizoare. La motoarele asincrone, pornite cu reostat, raportul dintre curentul de pornire și cel nominal este de circa 1,5; la motoarele cu rotorul în scurtcircuit, pornite direct de la rețea, raportul variază între 4,5 și 6,5; la cele pornite prin comutator stea-triunghi, el variază între 1,5 și 2; în sfîrșit, la motoarele de curent continuu, pornite cu reostat, raportul este de circa 1,5.

Dacă circuitul protejat de siguranță alimentează mai multe motoare, curentul de lucru al liniei se determină cu ajutorul următoarei relații aproximative

$$I_l = a \sum_{1}^{n} I_{lk}, \qquad (10\text{-}45)$$

în care a este un coeficient care ține seama că nu toate motoarele funcționează simultan sub sarcina nominală și, în cazul unui număr mare de motoare, nu toate motoarele funcționează simultan.

Coeficientul a se numește *coeficient de simultaneitate*. Valoarea lui variază în limite destul de largi: el este egal cu 0,9-1 în cazul unui număr redus de motoare (5-8 bucăți) și cu 0,8, sau mai puțin, în cazul unui număr ridicat de motoare (20-30 bucăți).

Curentul de pornire pe linie se determină cu ajutorul relației

$$I_{p\,lin} = a \sum_{1}^{n-1} I_{1k} + I_p \,, \qquad (10\text{-}46)$$

în care $\sum_{1}^{n-1} I_{1k}$ reprezintă suma curenților de lucru a $(n\text{-}1)$ motoare, din cele n motoare instalate, iar I_p este curentul de pornire al motorului la care raportul dintre curentul de pornire și cel nominal este cel mai nefavorabil.

Relația (10-46) se aplică atunci cînd numărul de motoare este relativ redus (8-10 bucăți). Dacă numărul de motoare alimentate de circuit este mai mare, fuzibilul se determină cu ajutorul curentului de lucru, adică cu ajutorul relațiilor (10-45) și (10-42).

Valorile admisibile ale curentului de durată al conductorului, fixate prin norme în funcție de secțiunea și caracterul conductorului, trebuie să depășească curentul de lucru, adică avem

$$I_{adm} \geqslant I_1 \,. \qquad (10\text{-}47)$$

CAPITOLUL XI

CENTRALE ELECTRICE

11-1. Considerațiuni generale

Energia electrică este produsă în centrale electrice, prin transformarea, cu ajutorul grupurilor electrogene, a unei energii disponibile în energie electrică. În acest scop, se folosesc următoarele izvoare naturale de energie:

1) *energia chimică,* înmagazinată în combustibili extrași din pămînt (cărbuni, șisturi combustibile, țiței, gaze etc.) sau în plante (lemne de foc, paie, turbă etc.);

2) *energie hidraulică,* provenită din căderile de apă ale rîurilor și din mișcările mareelor (flux și reflux);

3) *energia eoliană,* care se produce prin deplasarea maselor de aer, datorită diferențelor de presiune atmosferică;

4) *energie solară radiantă,* provenită din captarea directă a razelor solare;

5) *energia atomică* sau *nucleară,* obținută prin desintegrarea atomilor.

Dintre aceste surse, energia eoliană și cea a mișcării mareelor nu și-au găsit, pînă astăzi, decît o aplicație relativ redusă în producerea energiei electrice. Același lucru se poate spune și despre folosirea directă a energiei solare radiante, care, deși a fost studiată teoretic încă de multă vreme, este folosită practic numai pe o scară foarte redusă.

Energia atomică este ultima sursă de energie descoperită de om, susceptibilă de a fi folosită pentru producerea energiei electrice. Problema folosirii pașnice, pentru binele omenirii, a formidabilei energii concentrate în atom, prin transformarea ei în energie electrică, este complet rezolvată și primele centrale electrice experimentale, alimentate cu energie atomică, au intrat deja în funcțiune. Cea dintîi centrală atomică din lume a fost construită în U.R.S.S.

În prezent, principalele izvoare energetice, folosite în producerea energiei electrice, sînt energia combustibililor și energia hidraulică a căderilor de apă. De aci cele două mari categorii de centrale electrice: *centrale termoelectrice* și *centrale hidroelectrice.*

Din punctul de vedere al mărimii, amplasamentului și destinației lor, centralele electrice se împart în:

1) centrale proprii ale întreprinderilor industriale, ale fermelor agricole etc.;

3) centrale raionale, care satisfac, în întregime sau parțial, necesitățile de energie ale întreprinderilor, instituțiilor și locuințelor dintr-o anumită localitate;

3) centrale regionale, care satisfac, în întregime sau parțial, necesitățile de energie ale unei întregi regiuni consumatoare, cu toate localitățile, întreprinderile și gospodăriile situate în acea regiune;

4) centrale situate în apropierea surselor sau a rezervelor naturale de energie, de pildă în vecinătatea căderilor de apă, a exploatărilor de cărbuni inferiori, de turbă etc., în apropierea locului de captare a gazelor naturale, sau de producere a gazelor rezultate din diferite procese industriale etc.

Aceste din urmă centrale alimentează, prin linii de transport sub înaltă tensiune, regiunile sau întreprinderile consumatoare.

11-2. Regimul de lucru al unei centrale

Energia electrică a unei centrale este utilizată instantaneu, pe măsură ce ea este produsă de generatoarele centralei. Din această cauză, centrala trebuie să producă, în fiecare moment, atîta putere cît este necesară consumatorilor pe care îi deservește.

Puterea electrică produsă la un moment dat de centrală se numește *sarcina centralei*, iar reprezentarea grafică a variației acestei sarcini, în cursul unui anumit interval de timp (24 ore, o lună, un an), se numește *curba sarcinei* sau *curba de încărcare* a centralei.

Pentru o centrală existentă, curbele sarcinii se construiesc după indicațiile wattmetrelor. La proiectarea unei centrale, graficele respective se întocmesc determinîndu-se, în prealabil, sarcina probabilă a diferitelor grupe de consumatori, la diverse ore ale zilei. Aceste sarcini parțiale se însumează, adăugîndu-li-se pierderile de putere în rețea, în transformatoare și puterea consumată pentru serviciile proprii ale centralei.

La determinarea prealabilă a curbei de sarcină, trebuie să se țină seamă de *factorul de simultaneitate*, care reprezintă raportul dintre valoarea sarcinei la un moment dat și puterea totală a tuturor receptoarelor racordate la rețea.

Cu ajutorul curbei de sarcină astfel determinată, se fixează numărul și puterea grupurilor electrogene ale centralei, adică se determină *puterea instalată*.

În funcționarea unei centrale intervin următorii indici energetici:

1) *factorul de utilizare* a centralei, adică valoarea procentuală a raportului dintre energia produsă anual și energia pe care ar putea-o produce centrala în cazul cînd ea ar funcționa, necontenit, întregul an (8 760 ore), cu toate generatoarele încărcate la plină sarcină;

2) *numărul orelor de utilizare* a centralei, care reprezintă energia produsă anual, împărțită prin puterea instalată;

3) *factorul de încărcare* al centralei, dat de raportul dintre energia produsă anual și energia care ar putea fi produsă, dacă centrala ar funcționa neîntrerupt, timp de 8 760 ore, cu o sarcină egală cu sarcina maximă anuală (sarcina de vîrf);

4) *randamentul centralei*, care reprezintă raportul dintre energia electrică utilă, produsă de centrală, împărțită prin energia consumată de mo-

Scanned with OKEN Scanner

toarele primare ale grupurilor electrogene sub formă de combustibili, energie hidraulică etc.

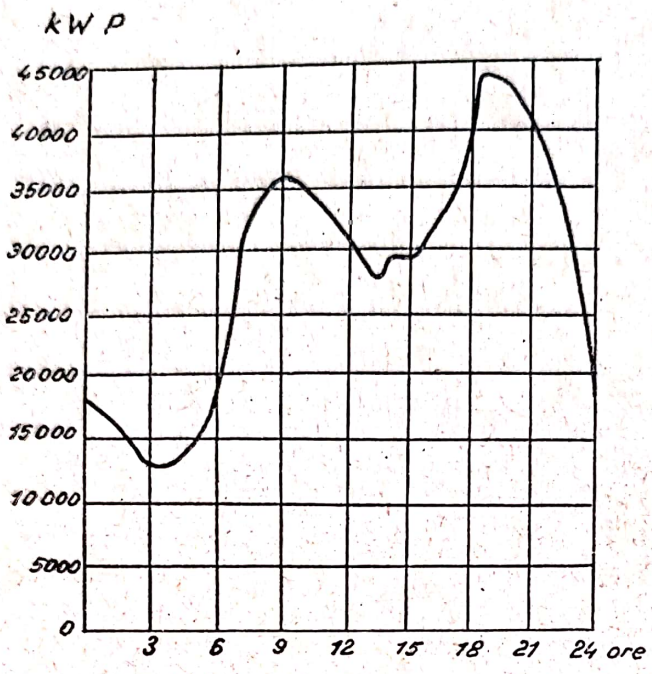


Fig. 11-1. Curba de sarcină a unei centrale electrice

În fig. 11–1 este reprezentat aspectul curbei sarcinii unei centrale în decurs de 24 ore.

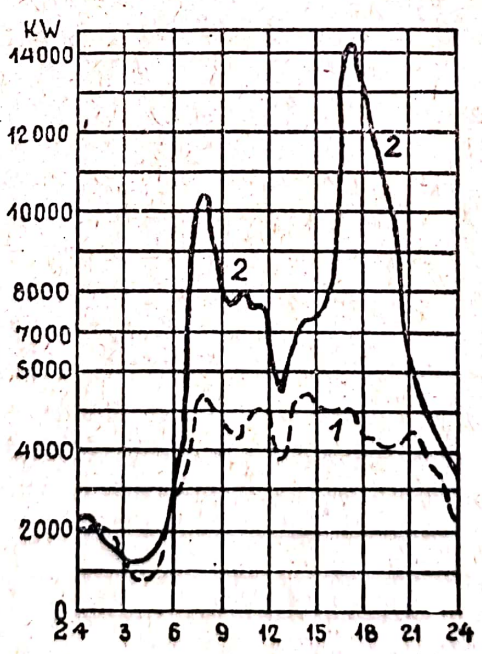


Fig. 11-2. Curba de sareină a unei centrale mijlocii, în care predomină iluminatul

După cum se vede din diagramă, sarcina prezintă, în decursul unei zile, variații destul de pronunțate. În majoritatea cazurilor, ea coboară în timpul nopții pînă la valoarea minimă, numită *gol de noapte*. Această scădere se datorește consumului redus de energie de iluminat și pentru scopuri casnice

în timpul nopții, precum și faptului că transportul (tramvaie, troleibuze, metrouri etc.) și majoritatea întreprinderilor industriale își încetează sau își reduce lucrul noaptea.

Dimineața, odată cu începutul lucrului în întreprinderi, sarcina crește rapid. În timp de iarnă, în zilele cu lumină slabă, sarcina este mărită, în timpul dimineților, și prin iluminat.

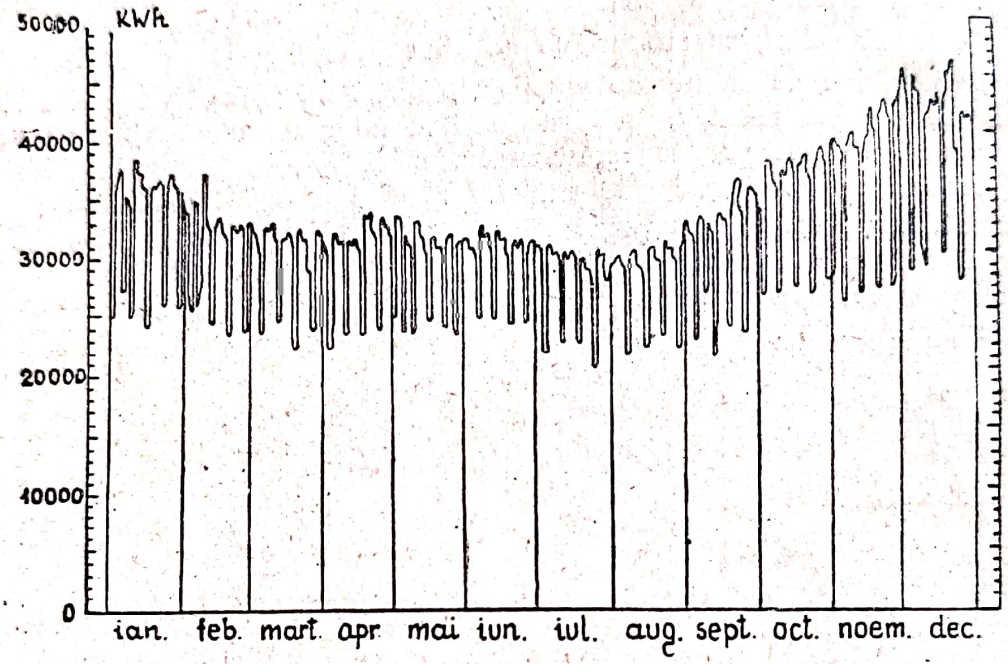


Fig. 11-3. Curba de sarcină extinsă la un an a unei centrale electrice

La amiază sarcina scade, în oarecare măsură, pentru a crește din nou spre seară, atingînd o valoare maximă, numită *maxim zilnic* sau *vîrf*, cînd sarcina de iluminat public și particular se suprapune peste sarcina întreprinderilor și instituțiilor. După aceasta, sarcina scade din nou, atingînd în timpul nopții valoarea sa minimă.

Forma curbei de încărcare variază după caracterul sarcinii, după numărul și importanța consumatorilor, după regimul de lucru al întreprinderilor (în special după numărul și durata schimburilor de lucru), după anotimp etc.

În fig. 11-2 este reprezentată curba de încărcare a unei centrale mijlocii, care debitează pe o rețea de distribuție locală în care predomină iluminatul. Cu *1* s-a notat curba de încărcare în timpul unei zile de vară și cu *2*, în timpul unei zile de iarnă. Fig. 11-3 reprezintă curba de încărcare zilnică, în decurs de un an, a unei centrale care alimentează o rețea de distribuție locală. Minimele de consum care intervin în decursul unei luni corespund duminecelor și zilelor de sărbătoare.

Aria acestor curbe reprezintă cantitatea de energie produsă de centrală și consumată de rețea în intervalul de timp respectiv.

11-3. Centralele termoelectrice

Centralele termoelectrice sînt cele mai răspîndite centrale electrice. Ele se clasează în: a) centrale termice cu abur şi b) centrale cu combustie internă.

a) Centrale termice cu aburi

Asemenea centrale se amenajează, în prezent, numai cu turbine cu abur, care sînt superioare, din punct de vedere economic, maşinilor cu piston.

Centralele electrice cu turbine cu abur funcţionează în modul următor:

O instalaţie de cazane cu abur transformă energia chimică a combustibilului în energie termică, înmagazinată în abur de o anumită presiune şi temperatură. Aburul produs este condus, prin ţevi, la instalaţia de turbine, unde energia sa potenţială este transformată în energie cinetică, iar aceasta din urmă, la rîndul ei, în energie mecanică de rotaţie, disponibilă la arborele turbinei. Arborele este cuplat, direct sau indirect (prin ajutorul unui sistem de roţi dinţate), cu generatorul electric, care transformă energia mecanică în energie electrică.

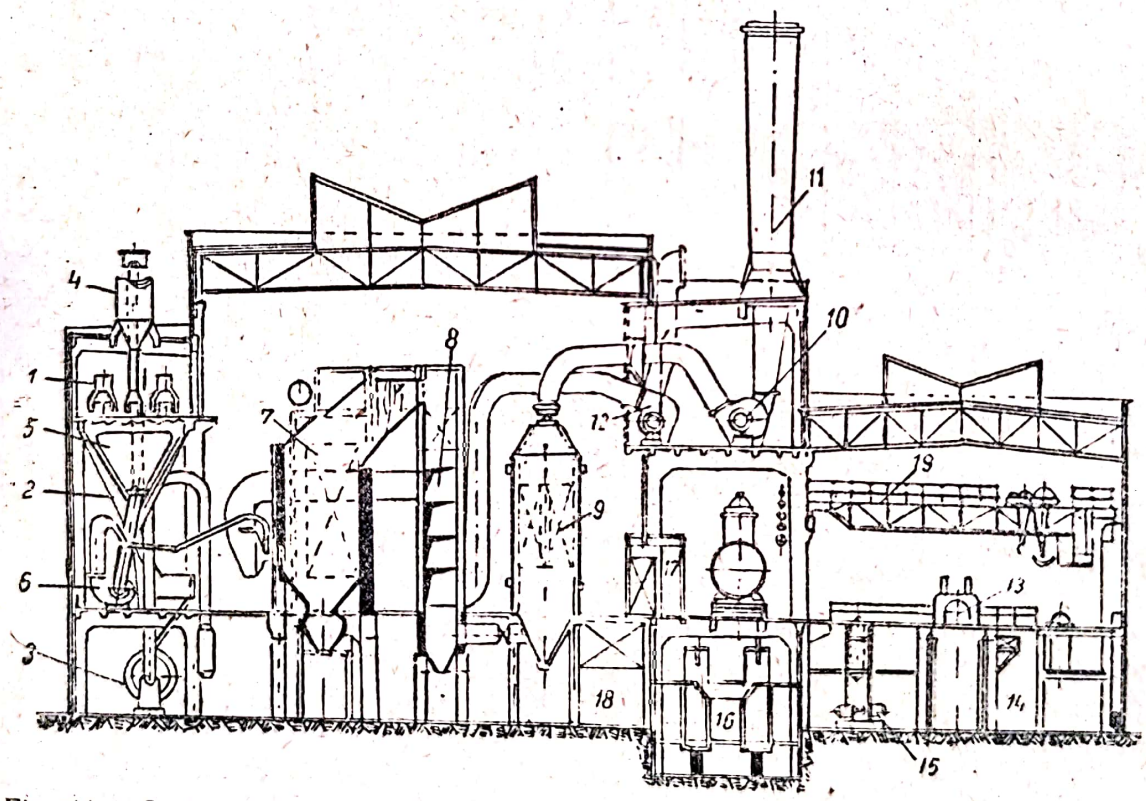


Fig. 11-4. Secţiunea transversală printr-o centrală termoelectrică cu turbine cu abur
1. transbordor cu bandă ; 2. buncăr pentru cărbune ; 3. moară de cărbune ; 4. ciclon ; 5. buncăr pentru cărbune pulverizat ; 6. ventilator ; 7. cazan ; 8. preîncălzitor de aer ; 9. filtru electric ; 10. exaustor ; 11. coş ; 12. ventilator de aer ; 13. turbogenerator ; 14. camera condensatoarelor ; 15. pompa de alimentare ; 16. instalaţie de distribuţie de 3 kV pentru serviciile interne ; 17. idem de 380 V ; 18. separator magnetic ; 19. pod rulant

După ieşirea din turbină, aburul intră în condensator, unde se condensează cu ajutorul apei de răcire, împinsă în condensator de o instalaţie de

pompare. După condensare, apa este folosită din nou pentru alimentarea cazanelor.

Combustibilii cei mai utilizați în centralele termice cu abur sînt cărbunii și anume (în gradul de preferință): lignitul, huila și antracitul, apoi păcura și gazul metan

Introducerea cărbunelui în sala cazanelor și de aci în silozurile și la pîlniile de alimentare principale ale cazanelor se face prin transportoare cu bandă, prin transportoare articulate, sau prin elevatoare cu cupe, după cantitatea de cărbune transportată orar și denivelarea respectivă. Din pîlnia principală, combustibilul cade în pîlnia de încărcare a grătarului.

Dacă cărbunii sînt arși sub formă pulverizată (fig. 11-4), combustibilul este trecut în prealabil printr-o instalație centrală de măcinare, sau cade, din pîlniile principale, în mori dispuse pe lîngă fiecare cazan.

Alimentarea cazanelor cu combustibili lichizi și gaze se face prin conducte.

Apa este folosită, în centralele termice, în două scopuri: pentru alimentarea suplimentară a cazanelor de abur și pentru răcirea condensatoarelor.

Apa pentru alimentarea suplimentară a cazanelor (peste apa de condensație a condensatoarelor) este supusă unei tratări chimice, într-un *epurator*, în scopul de a-i elimina sărurile care formează piatra, de a o degaja de gaze și de a o filtra.

Din epurator, apa este dusă la rezervorul de apă de alimentare, de unde este pompată în economizor, unde este preîncălzită de către gazele arse ale cazanelor, și introdusă apoi în cazane.

Apa de răcire a condensatoarelor se procură dintr-un curs de apă, dintr-un lac, sau dintr-un izvor puternic, vecin centralei. În cazul cînd apa de răcire nu poate fi procurată în cantitate suficientă pe această cale, condensatoarele sînt răcite printr-un curent de apă în circuit închis, apa de răcire fiind răcită, la rîndul său, în turnuri de lemn sau de beton, numite *turnuri de răcire*. Într-un asemenea turn, apa cade, în picături mărunte, din vîrful turnului în rezervorul așezat la baza lui. În această scădere, ea întîlnește un curent de aer ascendent, căruia îi cedează căldura.

Pînă nu demult, complexul cazane-turbine funcționa cu presiuni ale aburului de 25-55 ata și temperaturi de maximum 350° C. În prezent, în scopul măririi randamentului centralei, se lucrează și cu presiuni ale aburului de 65, 90 și chiar peste 100 ata, iar temperaturile trec de 500° C.

În fig. 11-4 este reprezentată o centrală termică cu turbine cu abur.

Centralele cu abur necesită instalațiuni foarte complexe. Ele se pun în funcțiune cu greu și nu pot funcționa în condițiuni economice decît în regim de lucru continuu și cu o sarcină cît mai uniformă. În consecință, centralele cu abur nu sînt indicate pentru durate scurte de lucru, sau pentru un mers cu sarcină variabilă, mai ales cînd variațiile sarcinii sînt brusce. De aceea, centralele cu abur sînt utilizate, de regulă, ca centrale de bază, pentru puteri mari și sarcini cît mai constante. Unitățile de turbine ale unei asemenea centrale importante au uneori puteri de 50 000 și 100 000 kW și chiar mai mult.

Cu toate realizările tehnicii moderne, randamentul centralelor cu abur este încă relativ scăzut. În cel mai bun caz, randamentul unei asemenea centrale, adică raportul dintre energia electrică produsă și energia combustibilului utilizat nu trece de 30%. Acest randament poate fi mărit, utilizînd

centrale cu abur pentru producerea simultană a energiei electrice şi a căldurii. O asemenea centrală se numeşte *centrală electrică cu termoficare.*

În aceste centrale se utilizează turbine speciale cu contrapresiune, sau turbine cu preluare intermediară de abur şi condensare.

La turbinele cu contrapresiune, după ce trece prin turbină aburul este îndreptat spre producţie, unde se foloseşte pentru încălzit sau în scopuri industriale. La turbinele cu preluare intermediară, o parte din aburul intrat în turbină este preluat înainte de a se fi destins pînă la presiunea din condensator şi folosit pentru încălzire sau în scopuri industriale. Restul de abur al turbinei se destinde mai departe şi trece apoi în condensator. Este evident că astfel de turbine lucrează cu un randament mai scăzut, însă randamentul ansamblului transformării energiei conţinute în combustibil în energie electrică şi în căldură, pentru scopuri industriale şi încălzit, este mai mare.

b) Centrale termice cu combustiune internă

Aceste centrale se împart în: 1) centrale cu motoare Diesel şi 2) centrale cu motoare şi cu turbine cu gaze.

1) *Centrale electrice cu motoare Diesel.* Aceste centrale prezintă următoarele avantaje:

— au instalaţii mai simple, ocupă un spaţiu mai redus, necesită cheltuieli de investiţie mai mici şi au un randament mai ridicat decît oricare alt tip de centrală electrică;

— consumul de apă de răcire fiind foarte redus iar combustibilul utilizat (păcură şi motorină) în stare pură fiind neinflamabil, deci putînd fi transportat uşor şi depozitat fără pericol, aceste centrale pot fi construite ori unde;

— punerea lor în funcţiune se face imediat, iar exploatarea lor este uşoară şi se face în condiţii higienice, neproducînd nici praf, nici fum.

Alături de aceste avantagii, centralele cu motoare Diesel prezintă şi unele inconveniente, între altele.

— consumă un combustibil preţios, care ar putea fi utilizat ca materie primă în industria chimică;

— motoarele, în special cele de viteză mare, se uzează mai repede;

— din motive de natură constructivă, unităţile de motoare Diesel nu pot atinge puteri mari (s-au construit pînă la circa 20 000 kW).

Centralele cu motoare Diesel sînt utilizate în special ca centrale de vîrf, în interconexiuni cu centrale de bază cu abur, ele intervenind îndată ce sarcina totală cerută centralei de bază întrece posibilităţile de producţie a acesteia. De asemenea, centralele cu motoare Diesel sînt folosite ca centrale locale de rezervă, în caz de accidente pe reţeaua de transport sau de distribuţie, precum şi ca centrale izolate, în cazul localităţilor urbane, cînd puterea cerută de reţea este relativ redusă, sau ca centrale proprii ale întreprinderilor.

În fig. 11-5 este reprezentată secţiunea transversală a unei centrale electrice cu motoare Diesel, cu 4 cilindri, fără compresor, de 400 CP.

2) *Centrale electrice cu motoare şi turbine cu gaze.* Aceste centrale prezintă avantajele şi dezavantajele centralelor cu motoare Diesel. Randamentul lor este însă mai scăzut decît al acestora din urmă.

Centralele cu motoare cu gaze necesită cheltuieli de investiţie importante. Totuşi ele sînt economice, cînd gazele cu care sînt alimentate sînt un

subprodus industrial care altminteri s-ar pierde, cum este cazul gazului provenit de la cuptoarele înalte sau de la cocsării.

Turbinele cu gaze şi-au făcut apariţia relativ recent. O asemenea turbină foloseşte, ca agent motor, gaze de ardere, produse într-o cameră de ardere, care face parte din instalaţia generală a turbinei, sau gaze naturale. Turbinele cu gaze se construiesc pînă la unităţi de 10 000 CP.

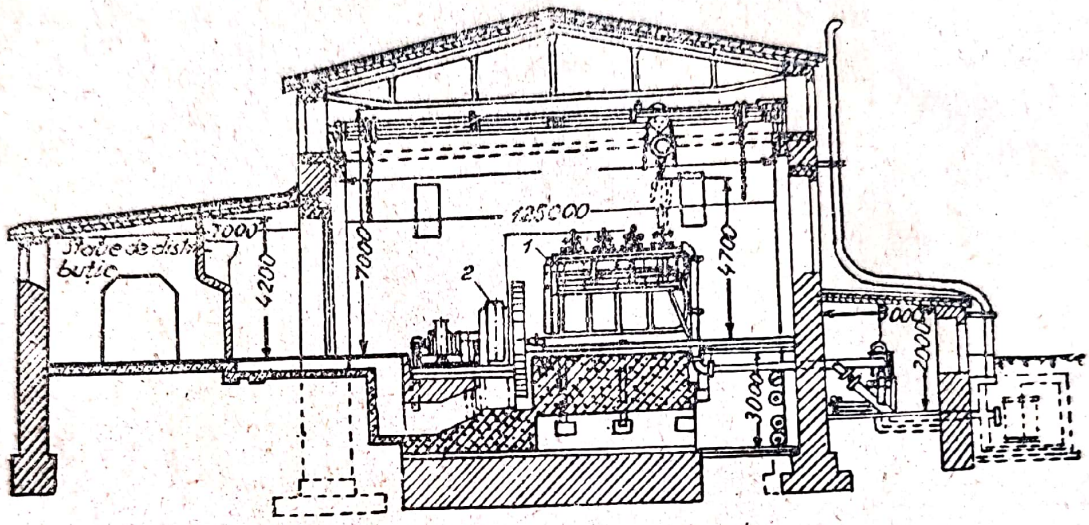


Fig. 11-5. Secţiune printr-o centrală electrică cu motoare Diesel
1. motor Diesel cu 4 cilindri, de 400 C.P.;
2. generator de curent trifazat

Centralele cu turbine cu gaze pot fi folosite, în mod economic, ca şi centralele cu motoare Diesel, ca centrale de vîrf sau de rezervă.

11-4. Centrale hidroelectrice

Centralele hidroelectrice folosesc ca sursă de energie, energia mecanică produsă prin căderea apei de la un nivel mai ridicat, la altul mai scăzut.

Folosirea energiei hidraulice prezintă, printre altele, marele avantaj de a nu necesita combustibil. Aceasta face ca energia produsă de uzinele hidraulice să fie uneori mai eftină decît energia produsă de uzinele termice. În afară de aceasta, amenajările căderilor de apă, pentru producerea energiei electrice, antrenează o serie de lucrări hidrotehnice, care reduc pericolul de inundaţii, uşurează asanările şi irigaţiile, reglează debitul rîurilor, înlesnesc navigaţia etc.

Pe lîngă aceste avantaje, centralele hidroelectrice prezintă neajunsul de a necesita, în genere, investiţii foarte mari.

După înălţimea de cădere a apei, centralele electrice se clasifică în: a) centrale de înaltă cădere, b) centrale de cădere mijlocie şi c) centrale de joasă cădere.

a) Centralele de înaltă cădere

Asemenea centrale folosesc căderi de apă de la circa 50 m în sus și se întîlnesc, în special, în regiunile muntoase. Amenajarea acestor centrale (fig. 11-6) constă, în principiu, din următoarele elemente mai importante: *bazinul de acumulare*, care poate fi un lac natural sau un lac artificial, creat prin bararea cursului unei ape; *priza de apă; canalul de aducție* a apei, care poate fi un canal deschis, o conductă sau un tunel; *casa vanelor; castelul de apă* sau *camera de echilibru*, care îndeplinește funcțiunea de tampon între canalul de aducție, cu scurgere lentă, și conducta forțată; *conducta forțată; casa mașinilor* și *canalul de fugă*.

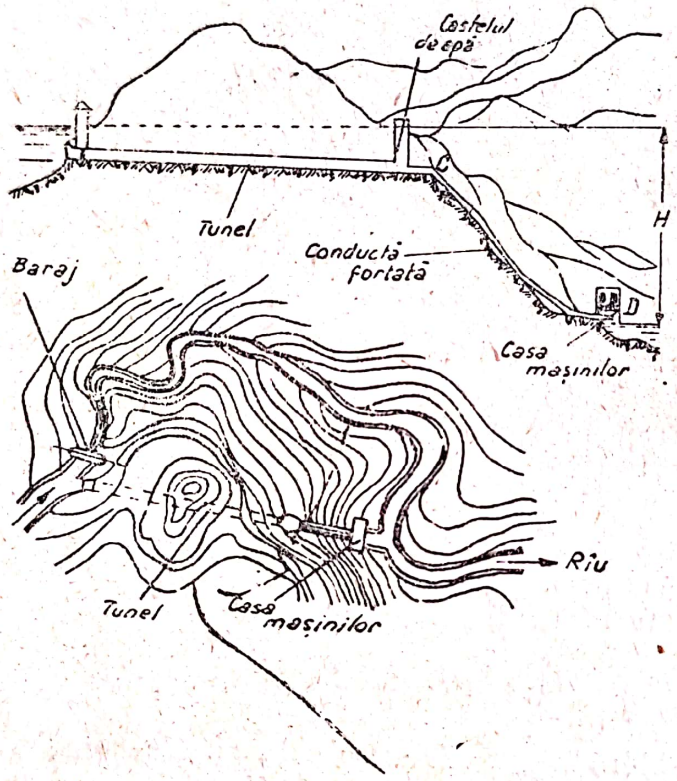


Fig. 11-6. Amenajarea unei centrale hidroelectrice de înaltă cădere

Pentru căderile de apă foarte mari, între circa 150 și circa 2000 m, se folosesc turbine Pelton; pentru căderile mari, între 50 și circa 150 m se folosesc turbine Francis, de mare viteză, uneori însă și turbine Pelton.

b) Centralele de cădere mijlocie

Se aplică la căderi de apă între circa 6 și circa 80 m. În linii largi, instalațiile lor sînt asemănătoare acelora de înaltă cădere. Pentru căderi între circa 40 și circa 80 m sînt utilizate, de regulă, turbine Francis; uneori turbine Pelton, iar pentru căderi sub această înălțime, turbine Francis și turbine Kaplan.

În fig. 11-7 este reprezentat planul schematic al amenajării unei centrale de cădere mijlocie. În acest plan, *A* reprezintă cursul natural al rîului, cu afluenții lui *a* și *b*; *B* barajul; *P* priza laterală de apă; *D* canalul

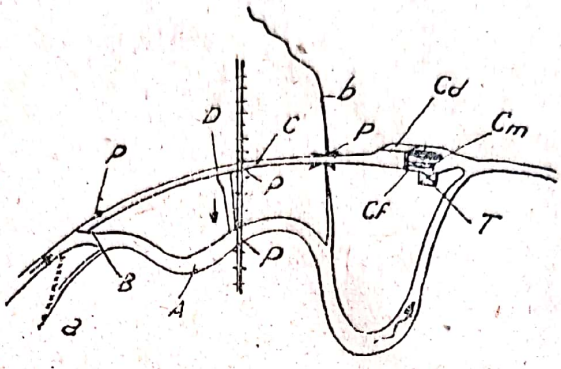


Fig. 11-7. Amenajarea unei centrale hidroelectrice de cădere mijlocie

de aducție; *CF* conducta forțată; *Cm* casa mașinilor; *Cd* canalul de descărcare; *T* canalul deversor; *p* poduri

Centralele de cădere medie sînt folosite adesea ca centrale de vîrfuri.

c) Centralele de joasă cădere

Aceste centrale folosesc căderi între circa 0,5 și circa 8 m, sau folosesc viteza de scurgere a unui curs de apă. Asemenea centrale sînt amenajate pe cursuri de apă cu debit mare și relativ regulat, sau ca centrale anexe la ecluze.

De regulă, diferența de nivel a căderii este realizată pe firul apei, cu

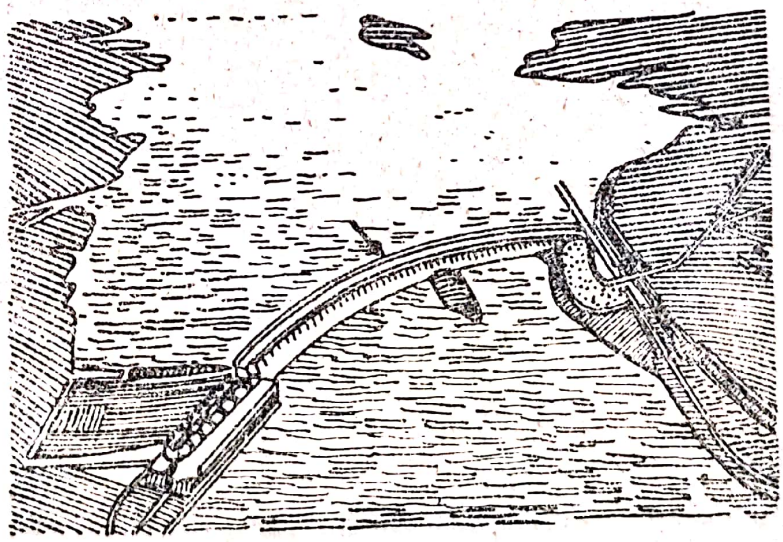


Fig. 11-8. Amenajarea unei centrale hidroelectrice de joasă cădere

ajutorul unui baraj care ridică nivelul cursului (fig. 11-8). Casa mașinilor se găsește chiar lîngă baraj, sau face corp comun cu el (fig. 11-8 și 11-9). În modul acesta, în ansamblul său, o centrală de joasă cădere este mai simplă decît una de cădere înaltă sau de cădere mijlocie.

Scanned with OKEN Scanner

Aceste centrale folosesc turbine de cădere mică și debit mare de apă și anume turbine helicoidale, turbine Kaplan și turbine Francis de viteză mică.

Centralele de joasă cădere lucrează tot timpul cu sarcină constantă, și îndeplinesc, de regulă, funcțiunea de centrale de bază. Un exemplu de centrală de joasă cădere este centrala hidroelectrică „Dnieproges", amenajată pe cursul fluviului Nipru, în U.R.S.S., în anul 1935.

Centrala dispune de un baraj uriaș (fig. 11-8), construit transversal pe fluviu, de circa 900 m lungime și 61 m înălțime și un volum de 720 000 m³ de construcție. Barajul creează o acumulare de apă de circa 3×10^9 m³. Casa mașinilor este înzestrată cu 9 turbine Francis de cîte 90 000 CP, care acționează direct cîte un alternator vertical. Puterea totală instalată este de 810 000 CP.

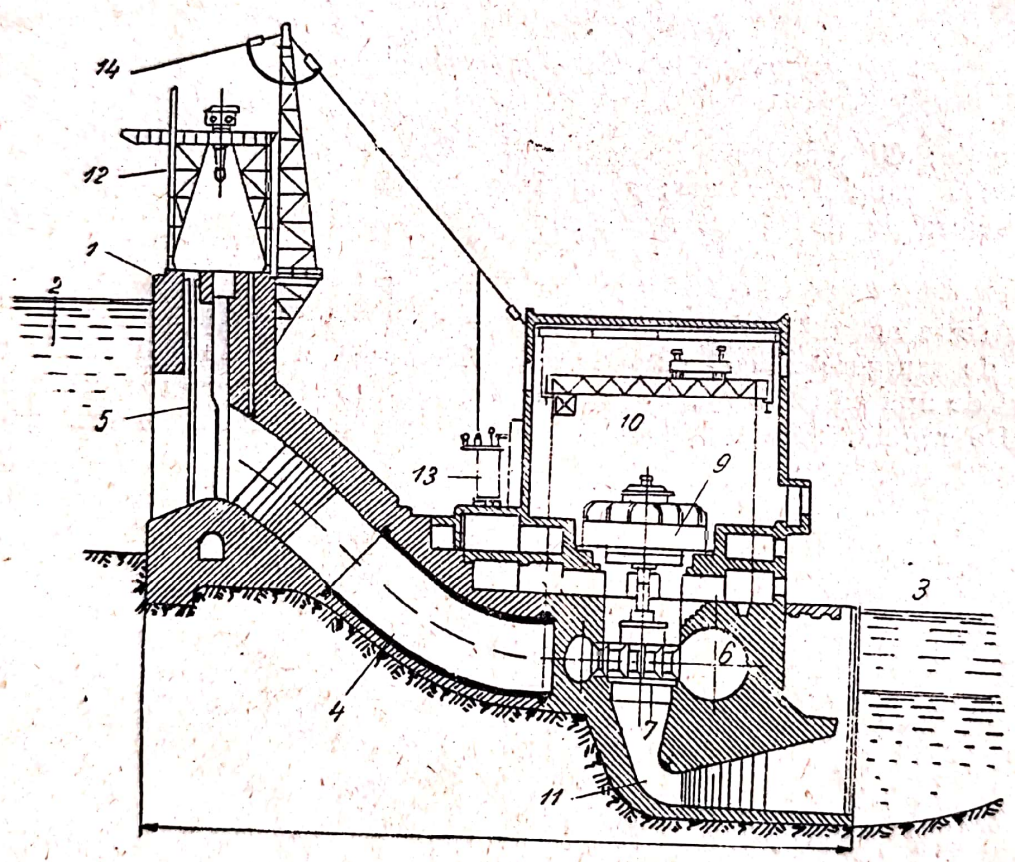


Fig. 11-9. Secțiunea transversală a unei centrale hidroelectrice de joasă cădere

În fig. 11-9 este reprezentată o secțiune transversală a unei centrale hidroelectrice de joasă cădere, după axa agregatului principal. În figură, *1* reprezintă barajul; *2* nivelul apei în amonte; *3* nivelul apei în aval; *4* canalul de aducțiune; *5* vana de închidere a apei; *6* camera spirală a turbinei hidraulice; *7* rotorul turbinei; *8* arborele turbinei; *9* generatorul electric; *10* sala mașinilor; *11* canalul de fugă; *12* macara pentru vană; *13* transformatoarele ridicătoare; *14* liniile de înaltă tensiune.

11-5. Partea electrică a centralelor

În prezent centralele electrice se construiesc numai pentru producerea curentului alternativ trifazat, necesităţile de curent continuu fiind satisfăcute prin redresarea curentului alternativ

Partea electrică a unei centrale mai importante se compune, în esenţă, din următoarele părţi: a) generatoarele electrice, b) staţia de conexiuni şi c) camera de comandă.

a) Generatoarele electrice

Puterea instalată a unei centrale se împarte, pe agregate electrogene, în aşa fel încît să se obţină, la diferitele valori ale sarcinii totale, o funcţionare a agregatelor, legate în paralel, cît mai apropiată de plina lor sarcină şi totodată să se asigure rezerva necesară, în caz de defecte şi în timpul lucrărilor de întreţinere. Această împărţire a puterii pe agregate fixează puterea generatoarelor centralei, care la centrale regionale importante se ridică pînă la 100 000 kW pe unitate şi chiar mai mult.

Forma constructivă a generatoarelor depinde de natura maşinii primare şi de viteza acesteia. La viteze de rotaţie ale maşinii primare sub 1000 rot/min inclusiv, se folosesc alternatoare cu poli aparenţi. Pentru viteze de 1500 şi 3000 rot/min se folosesc alternatoare cu poli înecaţi.

Alternatoarele cu poli aparenţi au un diametru cu atît mai mare şi o lungime cu atît mai redusă, cu cît viteza lor de rotaţie este mai mică. Cele antrenate de motoare Diesel, de motoare cu gaze şi de turbine hidraulice mici se construiesc cu ax orizontal, iar cele antrenate de turbine hidraulice de mare putere de tip Kaplan sau Francis se construiesc cu ax vertical.

Răcirea alternatoarelor cu poli aparenţi nu prezintă dificultăţi.

Alternatoarele antrenate de turbine termice se construiesc cu poli înecaţi, care rezistă mai bine solicitărilor mecanice produse de vitezele mari ale acestor motoare primare. Asemenea alternatoare, care poartă numele de *turbogeneratoare,* au un diametru mic şi o lungime relativ mare, ceea ce îngreunează răcirea lor naturală şi impun instalaţii speciale de răcire.

În centralele proprii ale întreprinderilor şi centralele locale mici, generatoarele produc energie electrică sub tensiunea sub care este distribuită receptoarelor de energie şi consumatorilor aşezaţi în vecinătatea uzinelor şi anume sub 380/220 V.

Centralele electrice mai importante produc energie sub tensiunea de 3000 sau 6000 V. Energia produsă sub aceste tensiuni este transmisă, prin reţelele aeriene, sau prin cabluri subterane (reţele de alimentare), staţiilor de transformare ale reţelei de distribuţie, sau întreprinderilor industriale. Staţiile de transformare (par. 11-3) transformă tensiunea la tensiunea de alimentare a consumatorilor

Centralele regionale importante şi centralele mari pentru valorificarea surselor de energie produc energie electrică sub tensiuni de 6000 - 10 000 sau 15 000 V. Aceste centrale dispun de transformatoare care ridică tensiunea, în vederea transportului energiei la distanţă, la 35 000 - 60 000 - 110 000 şi în ultimul timp chiar la 220 000 V, după tensiunea reţelei de interconexiune regională la care este legată centrala.

5) Staţia de conexiuni

Legătura între generatoarele centralei, barele acestora, transformatoarele ridicătoare de tensiune, barele lor şi diferitele linii de transport care pornesc de la centrală se face prin staţia sau postul de conexiuni al centralei.

Schema electrică a unei staţii de conexiuni depinde de importanţa centralei, de tensiunea generatoarelor, de existenţa transformatoarelor ridicătoare, de numărul şi tensiunea liniilor de alimentare care părăsesc centrala etc.

Un element important al staţiei de conexiuni îl constituie *barele colectoare*, care racordează, prin intermediul aparatelor de manevră, generatoarele electrice cu liniile de alimentare.

Pentru a se avea posibilitatea de a împărţi alimentarea diferitelor sectoare pe grupuri de generatoare, de a se asigura funcţionarea cu o parte din instalaţie, cînd cealaltă parte este scoasă din funcţiune, precum şi pentru a se asigura manevrele necesare exploatării, barele colectoare se execută, adesea, sub formă de *bare duble*, care constau din două sisteme de bare trifazate în paralel.

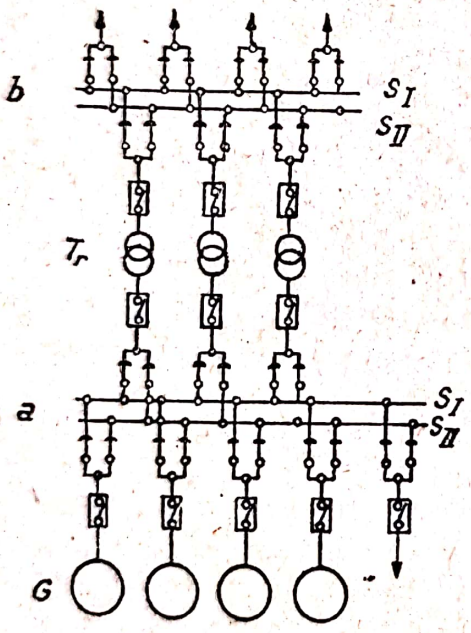


Fig. 11-10. Schema electrică a staţiei de conexiuni cu bare duble pe tensiunea generatoarelor şi pe tensiunea înaltă a transformatoarelor

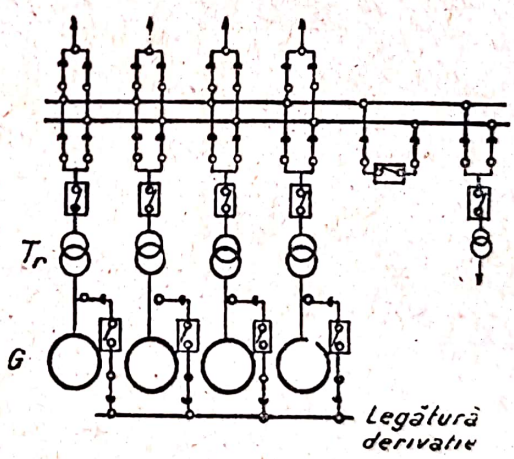


Fig. 11-11. Schema electrică a unei staţii de conexiuni cu bare duble pe tensiunea înaltă a transformatoarelor centralei

În fig. 11-10 este reprezentată schema electrică a unei staţii de conexiuni, cu bare duble atît pe tensiunea generatoarelor, între generatoare şi transformatoare (notate cu *a*), cît şi pe înalta tensiune a transformatoarelor între aceştia şi liniile de alimentare (notate cu *b*). În fig. 11-11 este redată schema electrică a unei centrale în care transformatoarele sînt alimentate direct de către generatoarele electrice, fiecare generator alimentînd cîte un transformator separat. Grupurile generator-transformator sînt legate în paralel pe un singur sistem de bare duble, pe tensiunea înaltă a transformatoarelor. Schema aceasta este mai simplă, dispune de un număr mai redus de aparate de manevră, însă este mai puţin elastică decît schema din fig.

11-10, oferind mai puține posibilități de manevră. Alimentarea instalațiilor interioare ale centralei, care în schema din fig. 11-10 se face de la barele comune ale generatoarelor, în schema din fig. 11-11 se face printr-o legătură derivație, alimentată de fiecare generator

Pe lîngă aparatele de manevră și barele colectoare, stația de conexiuni mai cuprinde și transformatoarele de intensitate și de tensiune ale aparatelor de măsură, manșoanele terminale ale cablurilor, legăturile de punere la pămînt, dispozitivele de protecție contra supratensiunilor etc.

Din punct de vedere constructiv, stațiile de conexiuni pînă la tensiuni de 35 kV se fac de regulă interioare, peste această tensiune se fac exterioare.

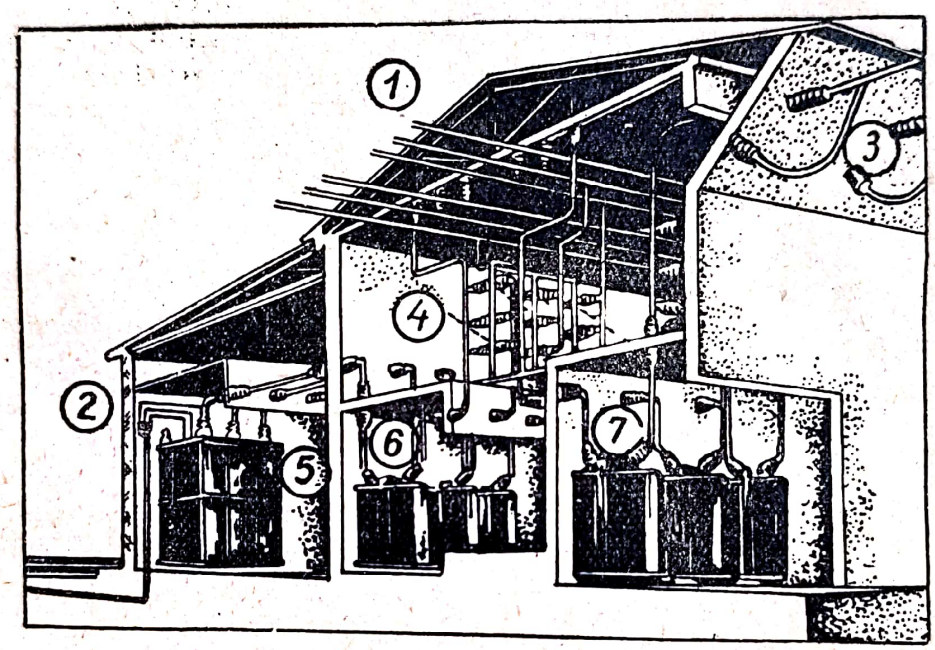


Fig. 11 12. Vederea generală a unei stațiuni interioare de conexiuni

În fig. 11-12 este reprezentată o secțiune în perspectivă printr-o stațiune interioară de conexiuni cu un singur sistem de bare duble, pe tensiunea foarte înaltă. În figură: *1* reprezintă barele colectoare; *2* sosirea cablului sub 6000 V de la generator (manșonul terminal); *3* plecarea liniei electrice de înaltă tensiune; *4*, separatoarele; *5*, transformatoare ridicătoare; *6*, întrerupătoarele în ulei dintre transformatoare și barele de distribuție; *7*, întrerupătoarele în ulei pentru liniile aeriene de transport

c) Camera de comandă

Această cameră conține toate aparatele de măsură și toate dispozitivele de control, reglare, protecție și comandă la distanță a instalațiilor electrice ale unei centrale.

Pentru fiecare grup electrogen, camera de comandă dispune de un panou cu următoarele aparate: un wattmetru și cîte un contor de putere activă și reactivă; trei ampermetre, cîte unul pe fază; un voltmetru cu comutator, pentru măsurat tensiunile pe cele trei faze; un regulator de tensiune; un releu maximal; dispozitivul pentru punerea în paralel, compus din sincronoscop, voltmetru de zero și frecvențmetru; dispozitivul automat de punere

în paralel, cînd există; diverse relee de semnalizare, de comandă și protecție etc.

Liniile de transport al energiei, care pleacă din centrală, sînt prevăzute la postul de comandă cu panouri care conțin aceleași aparate de măsură ca și generatoarele.

Pe lîngă aparatele de măsură, de protecție și de comandă la distanță, camera de comandă dispune de o schemă luminoasă a stației de conexiuni, din care rezultă, în fiecare moment, care unități electrogene sînt în funcție, care întrerupătoare și separatoare sînt conectate, ce linii de transport sînt alimentate etc.

Prin centralizarea aparatelor în camera de comandă, se poate supraveghea, cu una sau două persoane, mersul întregii centrale electrice și se poate executa, în mod coordonat, toate manevrele necesare funcționării normale sau pentru cazurile de defectare.

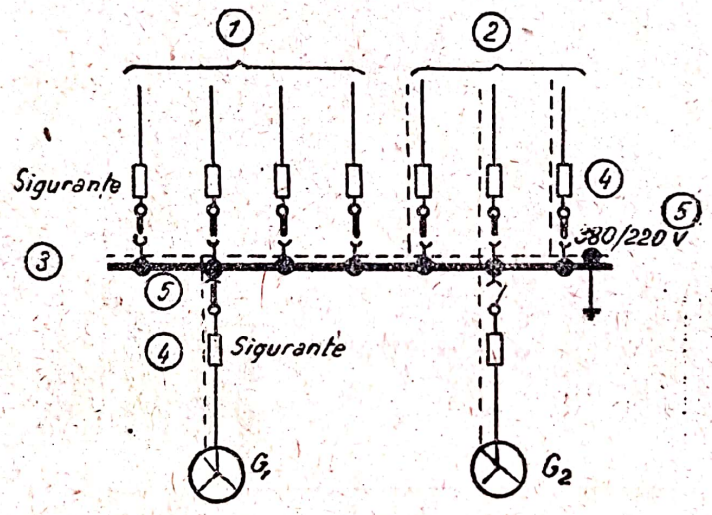


Fig. 11-13. Schema unei centrale de mică putere

Pentru a se scurta lungimea cablurilor de legătură, camera de comandă se așază, de obicei, între sala mașinilor și stația de conexiuni.

Aparatele de control sînt grupate pe panouri metalice, de formă verticală, în jurul schemei luminoase, astfel încît să poată fi supraveghiate odată cu schema, iar ansamblul panourilor să poată fi urmărit dintr-un punct central al camerei de comandă. Aparatele care nu necesită o supraveghere permanentă, cum sînt releele, contorii etc., sînt așezate pe panouri laterale.

Aparatele necesare sincronizării și comenzii generatoarelor sînt montate, de obicei, pe pupitre de comandă, așezate în fața panourilor respective.

Toate legăturile panourilor și pupitrelor se execută în dosul acestora.

La centralele de joasă tensiune și de putere redusă sau mijlocie, instalația de distribuție este contopită cu panourile de comandă într-un ansamblu care poartă numele de *tablou de distribuție* și care se așază, de regulă, chiar în sala mașinilor.

În fig. 11-13 este reprezentată schema unui tablou de distribuție al unei centrale de întreprindere, cu două alternatoare. Energia este produsă sub 380/220 V și este distribuită, sub această tensiune, circuitelor de iluminat și de forță ale întreprinderii. Linia punctată din schemă reprezintă cir-

cuitul neutru al instalației. În figură s-a notat cu: *1* circuitele de distribuție la electromotoare; *2* circuitele de distribuție pentru iluminat; *3* barele colectoare; *4* siguranțe; *5* întrerupătoare; G_1 și G_2 alternatoarele.

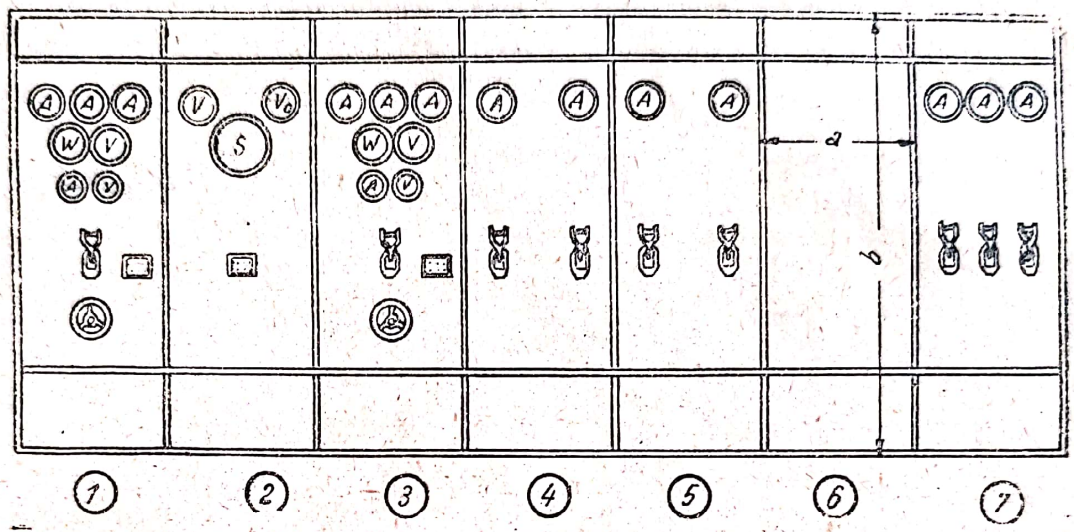


Fig. 11-14. Aspectul exterior al tabloului de distribuție al centralei a cărei schemă este reprezentată în fig. 11-13

În fig. 11-14 este redată vederea frontală a tabloului de distribuție respectiv. Panourile din figură reprezintă: *1* comanda și aparatele generatorului nr. 1; *2* sincronizarea celor două generatoare; *3* comanda și aparatele generatorului nr. 2; *4* și *5* circuitele de distribuție pentru forță; *6* panou de rezervă; *7* circuitele de distribuție pentru iluminat.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIA VOL. II

Prof. C. A. Crug: „Bazele electrotehnicii", vol. I şi II, traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1952 şi 1953.

E. V. Chitaev şi N. F. Grevtev: „Curs de electrotehnică generală", traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

N. N. Mansurov şi V. S. Popov: „Electrotehnica teoretică", traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

A. S. Casatchin, M. A. Perecalin, P. C. Sergheev: „Electrotehnica". Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1952.

C. A. Crug: „Principii de electrotehnică". Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1952.

L. R. Neiman şi P. L. Kalantarov: „Bazele teoretice ale electrotehnicii". vol. II. Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1955.

M. A. Perecalin: „Circuite electrice". Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad. 1950.

Dr. G. Benischke: „Principes scientifiques de l'électrotehnique". Traducere după ediţia a VI-a germană. Editura Albin Michel, Paris.

G. Bruhat: „Cours d'électricité". Editura Masson, Paris. 1924.

J. Fischer-Hinnen: „L'électrotehnique des practiciens". tradusă din limba germană. Editura Dunod, Paris. 1926.

Prof. Dott. L. Donati şi Prof. ing. G. Sartori: „Elettrotecnica". Editura Ulrico Hoepli. Milano, 1930.

Gaetano Castel Franch: „Fisica sperimentale e applicata". Volume secondo. Elettrologia. Editore Ulrico Hoepli, Milano, 1943.

A. S. Casatchin: „Maşini electrice". Editura Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1953.

Prof. N. Vasilescu-Karpen: „Curs de electricitate". Imprimeria Naţională. 1935.

Remus Rădulet: „Bazele teoretice ale electrotehnicii", vol. III. Editura Institutului Politehnic. Bucureşti. 1955.

C. Lazu: „Teoria maşinilor electrice", vol. I. Maşini de curent continuu şi Transformatorul electric. Editura Energetică de Stat, 1953.

C. Lazu: „Teoria maşinilor electrice", vol. II. Maşini de curent alternativ, Editura Energetică de Stat, 1954.

C. Lazu: „Încercarea maşinilor electrice de curent continuu". Editura Energetică de Stat, 1952.

M. M. Epaneşnicov şi M. V. Socolov: „Iluminatul electric". Traducere din limba rusă. Editura Eneregtică de Stat, 1953.

A. A. Glazunov: „Reţelele sistemelor electrice". Traducere din limba rusă. Editura Tehnică, 1951.

A. A. Lagovschi şi V. B. Pacşver: „Centrale termoelectrice". Traducere din limba rusă. Editura Tehnică, 1952.

I. V. Butchevici şi alţii: „Partea electrică a centralelor şi staţiilor electrice". Traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

TABLA DE MATERII

	Pag.
CAP. I. Maşinile de curent continuu	3
A. Generalităţi asupra maşinei de curent continuu	3
1-1. Consideraţii generale	3
1-2. Funcţionarea maşinii de curent continuu	3
1-3. Detalii constructive asupra maşinii de curent continuu	8
1-4. Înfăşurările maşinilor de curent continuu	10
1-5. Mărimile nominale ale maşinii de curent continuu	18
1-6. Forţa electromotoare a maşinii de curent continuu	19
1-7. Reacţia indusului la maşinile de curent continuu	20
1-8. Fenomenul comutaţiei	24
B. Generatorul de curent continuu	34
1-9. Puterile şi cuplul generatorului de curent continuu	34
1-10. Clasificarea generatoarelor de curent continuu	37
1-11. Caracteristicile generatoarelor de curent continuu	38
1-12. Generatorul cu excitaţie separată	38
1-13. Generatorul cu excitaţie în derivaţie	44
1-14. Generatorul cu excitaţie în serie	49
1-15. Generatoare cu excitaţie compund	50
1-16. Cuplarea şi mersul în paralel al generatoarelor cu excitaţia în derivaţie	52
C. Motorul de curent continuu	54
1-17. Reversibilitatea maşinii de curent continuu	54
1-18. Clasificarea motoarelor de curent continuu	54
1-19. Cuplul de rotaţie şi f.e.m. a motorului de curent continu	54
1-20. Pornirea motoarelor de curent continuu	57
1-21. Viteza de rotaţie, procesul de funcţionare şi schimbarea sensului de rotaţie a motoarelor de curent continuu	58
1-22. Caracteristicile motoarelor de curent continuu	58
1-23. Motorul cu excitaţie în derivaţie	59
1-24. Motorul cu excitaţie serie	68
1-25. Motorul cu excitaţie compound	73
1-26. Pierderi şi randament la maşina de curent continuu	75
1-27. Maşini speciale de curent continuu	80

Scanned with OKEN Scanner

Pag.

CAP. II. Transformatoarele electrice 84

2-1. Definiţii şi principii de funcţionare 84
2-2. Principii constructive 86
2-3 F.e.m. produse în înfăşurările transformatorului 87
2-4. Funcţionarea transformatorului în gol 88
2-5. Funcţionarea transformatorului în sarcină 92
2-6. Raportarea înfăşurării secundare a transformatorului la cea primară . 95
2-7. Diagramele simplificate ale transformatorului 97
2-8. Circuitul echivalent al transformatorului 99
2-9. Determinarea parametrilor transformatorului 100
2-10. Determinarea variaţiei tensiunii secundare 105
2-11. Transformatoarele trifazate 110
2-12. Randamentul transformatorului 115
2-13. Funcţionarea în paralel a transformatoarelor 117
2-14. Autotransformatorul 120
2-15. Transformatoarele de măsură 122
2-16. Încălzirea şi răcirea transformatoarelor 127
2-17. Transformatoare de construcţie specială 128

CAP. III. Maşinile sincrone 130

3-1. Consideraţii generale 130
3-1. Înfăşurările maşinilor de curent alternativ 134
3-3. F.e.m. indusă în maşina sincronă. Factor de înfăşurare 142
3-4. Cîmpuri învîrtitoare produse de înfăşurările trifazate 148
3-5. Reacţia indusului maşinii sincrone 150
3-6. Diagramele f.e.m. 153
3-7. Caracteristicile generatorului sincron 157
3-8. Cuplarea în paralel a generatoarelor sincrone 160
3-9. Puterea şi cuplurile generatorului sincron 165
3-10. Curbele în V ale generatorului sincron 170
3-11. Funcţionarea motorului sincron 171
3-12. Puterile şi cuplul motorului sincron 173
3-14. Curbele în V ale motorului sincron. Funcţionarea motorului ca compensator sincron 175
3-15. Caracteristicile de funcţionare ale motorului sincron 176
3-16. Pornirea motorului sincron 178
3-17. Pierderile şi randamentul maşinilor sincrone 179
3-18. Motorul sincron reactiv 180

CAP. IV. Motoare asincrone 182

4-1. Consideraţiuni generale şi principii de construcţie 182
4-2. Modul de funcţionare a motorului asincron 184
4-3. Alunecare 186
4-4. Viteza motorului asincron şi frecvenţa curentului rotoric 187
4-5. Curentul rotoric 188
4-6. Fluxurile învîrtitoare şi ecuaţia curenţilor motorului asincron . . . 189
4-7. Circuitele echivalente ale motorului asincron 191

Scanned with OKEN Scanner

Pag.

4-8. Diagrama vectorială raportată a motorului asincron 193
4-9. Puterea şi pierderile în motorul asincron 194
4-10. Cuplul motorului asincron 195
4-11. Caracteristicile de funcţionare şi randamentul motorului asincron . 202
4-12. Diagrama cercului motorului asincron 203
4-13. Pornirea motorului asincron 212
4-14. Motoare în scurtcircuit de construcţie specială 216
4-15. Schimbarea sensului de rotaţie şi variaţia vitezei motorului asincron 220
4-16 Motorul asincron monofazat 222
4-17. Funcţionarea maşinii asincrone în regim de generator şi frînă . . 225

CAP. V. Regimul termic al maşinilor electrice 228

5-1. Încălzirea şi răcirea maşinii electrice 228
5-2. Regimurile nominale de funcţionare ale maşinilor electrice 233
5-3. Procedee de răcire a maşinilor electrice 235

CAP. VI. Aparataj electric 237

6-1. Consideraţii generale 237
6-2. Aparate de întrerupere 237
6-3. Aparate de pornire şi reglaj 246
6-4. Aparate de protecţie 253
6-5. Comanda prin butoane 260
6-6. Aparatajul de protecţie şi comandă a instalaţiilor de înaltă tensiune 261

CAP. VII. Aparate electronice şi ionice 263

7-1. Tubul cu doi electrozi (dioda) 263
7-2. Tubul cu trei electrozi (trioda) 265
7-3. Tubul electronic ca generator de oscilaţii 270
7-4. Kenotronul 271
7-5. Gazotronul 274
7-6. Tiratronul 276
7-7. Redresoarele cu vapori de mercur 280
7-8. Parametrii de funcţionare ai redresoarelor cu vapori de mercur . . 286
7-9. Redresoarele uscate 290
7-10. Celule fotoelectrice 295
7-11. Releul fotoelectric 299
7-12. Tubul catodic 301

CAP. VIII. Electrotermie 305

8-1. Consideraţii generale 305
8-2. Cuptoarele electrice 305
8-3. Sudura electrică 315

CAP. IX. Iluminatul electric 319

9-1. Consideraţii generale 319
9-2. Radiaţii luminoase 319
9-3. Mărimi fotometrice 320
9-4. Unităţi fotometrice 325

Scanned with OKEN Scanner

Pag.

9-5. Surse electrice de lumină 326
9-6 Condiţiile unui bun iluminat 333
9-7. Corpuri de iluminat 334
9-8. Sisteme de iluminat 340
9-9. Calculul iluminatului 342

CAP. X. Reţele electrice 349

10-1. Consideraţii generale 349
10-2. Materiale şi noţiuni de construcţie a reţelelor 351
10-3. Staţii de transformare 365
10-4. Consideraţii generale asupra calculului unei reţele electrice . . . 367
10-5. Calculul reţelelor de distribuţie de curent continuu 368
10-6. Calculul reţelelor de curent alternativ 378
10-7. Alegerea siguranţelor fuzibile în reţele electrice 387

CAP. XI. Centrale electrice 390

11-1. Consideraţii generale 390
11-2. Regimul de lucru al unei centrale 391
11-3. Centrale termoelectrice 394
11-4. Centrale hidroelectrice 397
11-5. Partea electrică a centralelor 401
Bibliografia 406
Indexul alfabetic 407
Tabla de materii 421

Tehnored
Corector

Dat la cules 16.09.1958.
Hîrtie semi-velină fo

Tiparul executat sub
Invăţămîntului, str. M

ionul | Casa | Data
nele | Str.
Cantit. | DENUMIREA MARFII | Unitar | Total
21101 Nr. 28

Tehnoredactor : Oprea Mihai
Corector : Ing. Iacobele M.

Dat la cules 16.09.1958. Bun de Tipar 9.03.1959. Tiraj 1500
Hîrtie semi-velină format 16/70×100. Coli tipar 26½

Tiparul executat sub comanda nr. 17 de Tipografia Învățămîntului, str. Mihai Vodă nr. 44-46 București

Scanned with OKEN Scanner

E R A T A

Pag.	rindul	în loc de	*se va citi*
6	16 de jos	2 poli	$2p$ poli
33	8 de jos	al înfăşurării	a secţiunii înfăşurării
65	5 de jos	$R_{rg}\ I^a$	$R_{rg}\ I_a^2$
89	2 de jos	$E_{s1} = -l_1\,\omega\,I_1 = -x_1\,I_1$	$E_{s1} = l_1\,\omega\,I_1 = x_1\,I_1$
90	2 de sus	$E_{s10} = -x_1\,I_0$	$E_{s10} = x_1\,I_0$
123	14 de sus	$+\ 1\%$	$\pm\ 1\ \%$
165	12 şi 13 de jos	cuplul motor al	cuplurile
186	2 de jos	(17-4)	(4-4)
199	8 de sus	la numitor	la numărător
205	15 de sus	de reţea	din reţea
212	17 de jos	I_m	I_{1n}
262	7 de jos	Tabloul	Panoul
309	17 de jos	de reţea	din reţea
343	15 de sus	tabela 9-1	tabela 9-2

Scanned with OKEN Scanner